

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

RAMEDE JUSTO DOS SANTOS

**REFLECTÔMETRO VETORIAL DE BANDA LARGA COM
REDE DE DEFASAGEM DISCRETA**

Porto Alegre

2016

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

RAMEDE JUSTO DOS SANTOS

REFLECTÔMETRO VETORIAL DE BANDA LARGA COM REDE DE DEFASAGEM DISCRETA

Projeto de Diplomação apresentado ao
Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade
Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos
requisitos para Graduação em Engenharia Elétrica.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Hamilton Duarte Klimach

Porto Alegre
2016

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

RAMEDE JUSTO DOS SANTOS

REFLECTÔMETRO VETORIAL DE BANDA LARGA COM REDE DE DEFASAGEM DISCRETA

Este projeto foi julgado adequado para fazer jus aos créditos da Disciplina de “Projeto de Diplomação”, do Departamento de Engenharia Elétrica e aprovado em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____

Prof. Dr. Hamilton Duarte Klimach, UFRGS

Doutor pela Universidade Federal de Santa Catarina - Florianópolis, Brasil

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Tiago Roberto Balen, UFRGS

Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, Brasil

Prof. Ms. Sergio Luiz Schubert Severo, IFSUL

Mestre pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, Brasil

Porto Alegre, julho de 2016

AGRADECIMENTOS

À minha esposa e minhas filhas queridas, pelo apoio e compreensão.

Aos colegas e amigos do curso, que possibilitaram discussões que enriqueceram este e outros trabalhos, assim como a mim mesmo como indivíduo.

Aos colegas do LACOM, pelo incentivo aos estudos da área e compartilhamento de suas experiências.

RESUMO

Reflectômetros vetoriais de banda larga são instrumentos complexos e de custo elevado. São também um dos equipamentos mais importantes para medidas elétricas na faixa de frequências de micro-ondas. Eles determinam o coeficiente de reflexão e a impedância nas portas de dispositivos passivos e ativos. Algumas alternativas de baixo custo foram desenvolvidas. Entre elas o reflectômetro vetorial de seis portas. Em uma de suas implementações emprega-se uma rede defasadora discreta juntamente com um conjunto de detectores escalares para gerar os parâmetros de um sistema de equações lineares capaz de determinar o coeficiente de reflexão. Este trabalho estuda topologias de redes defasadoras, circuitos detectores de radiofrequência baseados em diodos Schottky e divisores de potência para projetar, simular e construir um reflectômetro vetorial na faixa de frequências de 0,5 GHz até 6 GHz.

Palavras-chaves: Reflectômetro vetorial de seis portas. Medidas em micro-ondas. Parâmetros de espalhamento. Detectores a diodo Schottky.

ABSTRACT

Broadband vector reflectometers are complex and expensive instruments. They are also one of the most important devices for measurements in microwave circuits, being capable of measuring the reflection coefficient and the port impedance of passive and active devices. Some low-cost alternatives have been developed, including the six-port reflectometer. In one of its implementations a discrete phase shifting network with a set of scalar detectors is employed. A system of linear equations is then used to obtain the reflection coefficient. This work studies discrete phase shifting network topologies, Schottky diode radio frequency detector circuits and power splitters and presents the design, simulation and implementation of a vector reflectometer for frequencies ranging from 0,5 GHz to 6 GHz.

Keywords: Six-port reflectometer. Microwave measurements. Scattering parameters. Schottky diode detector.

SUMÁRIO

| | | |
|----------|---|-----------|
| 1 | INTRODUÇÃO | 10 |
| 1.1 | MEDIDAS EM MICRO-ONDAS | 10 |
| 1.2 | REFLECTÔMETROS DE SEIS PORTAS COM REDES DISCRETAS | 11 |
| 1.3 | TOPOLOGIA DO REFLECTÔMETRO DE WIEDMANN | 12 |
| 1.4 | OBJETIVOS E APLICAÇÃO | 13 |
| 1.5 | ESTRUTURA DESTE TRABALHO | 14 |
| 2 | MODELO MATEMÁTICO DO REFLECTÔMETRO | 15 |
| 2.1 | DETERMINAÇÃO DO COEFICIENTE Γ_L | 16 |
| 2.2 | SOLUÇÃO GRÁFICA DA EQUAÇÃO DE TRABALHO | 19 |
| 3 | PROJETO DO INSTRUMENTO | 26 |
| 3.1 | REQUISITOS | 26 |
| 3.2 | ARQUITETURA | 27 |
| 3.3 | PARÂMETROS ‘S’ DA REDE DEFASADORA | 28 |
| 3.4 | ACOPLADOR DIRECIONAL DE BANDA LARGA | 30 |
| 3.5 | REDES DE DEFASAGEM | 32 |
| 3.5.1 | Rede de defasagem <i>Tee</i> | 32 |
| 3.5.2 | Rede de defasagem <i>Pi</i> | 33 |
| 3.5.3 | Rede de defasagem <i>Bridged-Tee</i> | 35 |
| 3.5.4 | Comparação do desempenho das redes de defasagem | 38 |
| 3.6 | CIRCUITOS DETECTORES | 39 |
| 3.6.1 | Sensor <i>Shunt</i> empregado por (WIEDMANN et.al., 1997). | 39 |
| 3.6.2 | Detector série empregado por (XIONG e FUSCO, 2003). | 41 |
| 3.6.3 | Detector diferencial de impedância constante (Proposto nesse trabalho). | 43 |
| 3.7 | CONFIGURAÇÃO FINAL DO INSTRUMENTO | 45 |
| 4 | RESULTADOS | 48 |
| 5 | CONCLUSÕES | 53 |
| | REFERÊNCIAS | 54 |
| | ANEXO 1 – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO | 55 |

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

| | |
|---|----|
| Figura 1 – Reflectômetro de seis portas proposto por (WIEDMANN et.al, 2007)..... | 12 |
| Figura 2 – Modelo de duas portas | 15 |
| Figura 3 – Solução Gráfica para o coeficiente de reflexão na carga..... | 20 |
| Figura 4 – Caso prático de intersecção dos círculos..... | 22 |
| Figura 5 – Configurações possíveis de 3 círculos e seus respectivos centros radicais..... | 23 |
| Figura 6 – Interface com o usuário do programa em Matlab® | 25 |
| Figura 7 – Diagrama esquemático do instrumento..... | 28 |
| Figura 8 – Acoplador direcional resistivo. | 30 |
| Figura 9 – Rede <i>Low-pass Tee</i> | 33 |
| Figura 11 – Parâmetros de espalhamento da rede | 35 |
| Figura 12 – Rede <i>Low-pass Bridged-Tee</i> | 36 |
| Figura 13 – Parâmetros de espalhamento da rede <i>Bridged-Tee</i> | 37 |
| Figura 14 – Defasagem da rede <i>Bridged-Tee</i> | 37 |
| Figura 15 – Comparação entre as redes <i>Pi</i> e <i>Bridged-Tee</i> | 38 |
| Figura 16 – Circuito detector <i>Shunt</i> empregado por (WIEDMANN et.al, 2007) | 40 |
| Figura 17 – Impedância de entrada do circuito | 40 |
| Figura 18 – Tensão na saída em função da potência e frequência. | 40 |
| Figura 20 – Detector série empregado por (Xiong e Fusco, 2003) | 42 |
| Figura 21 – Impedância de entrada do circuito | 42 |
| Figura 22 – Tensão na saída em função da potência e frequência. | 42 |
| Figura 23 - Tensão na saída em função da frequência para a potência de -10 dBm | 43 |
| Figura 24 – Detector diferencial de impedância constante..... | 44 |
| Figura 25 – Impedância de entrada do circuito | 44 |
| Figura 26 – Simulação da tensão na saída em função da potência e frequência | 45 |
| Figura 27 – Tensão na saída em função da frequência para a potência de -10 dBm..... | 45 |
| Figura 28 – Comparação da sensibilidade dos detectores em função da frequência..... | 46 |
| Figura 29 – Rede com detectores (WIEDMANN et.al, 2007) e <i>Z</i> constante | 47 |
| Figura 30 – Comparativo da variação da fase. | 47 |
| Figura 31 – Layout do circuito impresso..... | 48 |
| Figura 32 – Disposição dos componentes. | 48 |
| Figura 33 – Protótipo desenvolvido | 50 |
| Figura 34 – Interface com o usuário em Labview® | 50 |
| Figura 35 – Magnitude do Vetor Erro | 51 |
| Figura 36 – Mapa de erro para 500 MHz | 52 |
| Figura 37 – Mapa de erro para 3 GHz..... | 52 |
| Figura 38 – Mapa de erro para 7 GHz..... | 53 |

LISTA DE TABELAS

| | |
|---|----|
| Tabela 1 – Exemplos de valores de resistores para a rede..... | 32 |
|---|----|

LISTA DE ABREVIATURAS

EVM: *Error Vector Magnitude* (Magnitude do Vetor Erro)

FR4: Fiber Reinforced 4 (Composto reforçado com fibra 4)

MMIC: *Monolithic Microwave Integrated Circuit*

RF: Radiofrequência.

SMD: *Surface Mount Device* (Dispositivo para montagem em superfície)

UWB: *Ultra Wideband* (Banda Ultra larga)

VCO: *Voltage-Controlled Oscillator* (Oscilador Controlado por Tensão)

VNA: *Vector Network Analyser* (Analisador Vetorial de Rede)

1 INTRODUÇÃO

1.1 MEDIDAS EM MICRO-ONDAS

Medidas elétricas, na faixa de frequências de micro-ondas constituem uma disciplina à parte. Para (ENGEN, 1977a) tal se dá, pois é praticamente impossível, nessas frequências, uma sonda realizar um contato elétrico em um ponto sem alterar de forma muito significativa o sinal medido. Além disso, os sinais de interesse nos circuitos de micro-ondas dependem não apenas do instante de tempo como também da posição onde são medidos. Os comprimentos de onda aqui são da ordem de centímetros e as tensões e correntes, em um mesmo instante, irão variar de um ponto a outro. No lugar de tensões e correntes procura-se medir coeficientes de transmissão e reflexão em pontos bem definidos do circuito. Esses pontos formam as “portas” dos circuitos e os mesmos são então representados por combinações lineares de tensões e correntes, constituindo dispositivos multiporta. Segundo (WEBER, 2001), pág. 16, “Sob determinadas condições, a combinação linear de tensão e corrente pode ser relacionada a “ondas viajantes” em uma linha de transmissão com uma impedância característica específica”. Os coeficientes de reflexão e transmissão nesses “dispositivos”, quando normalizados a essa impedância característica, são chamados de “parâmetros de espalhamento” ou parâmetros “S”.

Um dos instrumentos para a determinação de parâmetros de espalhamento em circuitos de micro-ondas é o analisador vetorial (VNA – *Vector Network Analyzer*). Quando o interesse é apenas o coeficiente de reflexão tem-se um reflectômetro vetorial (Miranda, 2002). Ambos medem o módulo e fase dos parâmetros. Entretanto, os detectores de sinais de micro-ondas mais simples e baratos são capazes apenas de medir grandezas escalares. Uma das técnicas para, a partir de medidas de grandezas escalares, obter-se coeficientes de reflexão

vetoriais foi introduzida por (ENGEN, 1977a) e (HOER, 1977) . O instrumento que a utiliza é conhecido por reflectômetro de seis portas (*Six-port reflectometer*).

1.2 REFLECTÔMETROS DE SEIS PORTAS COM REDES DISCRETAS

(WIEDMANN et.al., 1997) em sua tese de doutorado propõe uma nova estrutura *six-port*, utilizando uma rede defasadora discreta, construindo um reflectômetro em tecnologia MMIC (*Monolithic Microwave Integrated Circuit*) com largura de banda de 1,3 a 3 GHz.

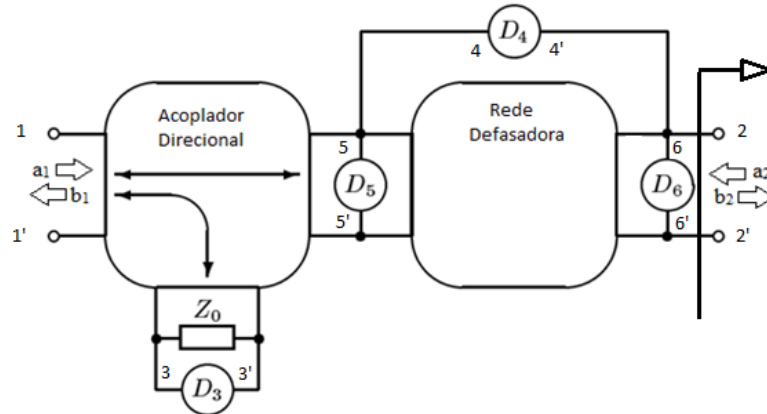
Em 2003 (XIONG e FUSCO, 2003) utilizam a mesma estrutura, fazendo algumas alterações no projeto e construindo um receptor digital homodino com banda de 0,9 a 5 GHz, usando apenas componentes SMD (*Surface Mount Device*) e placa de circuito impresso FR4 (*Fiber Reinforced 4*).

(PÉREZ-LARA et.al., 2007) aperfeiçoa o circuito de (XIONG e FUSCO, 2003) para garantir alta isolamento entre o oscilador local e a porta de RF em um receptor direto de seis portas. Um detector diferencial de alta impedância é empregado.

Este trabalho apresenta a formulação, projeto e implementação de um reflectômetro vetorial utilizando a estrutura proposta por (WIEDMANN et.al, 2007), Figura 1, e aperfeiçoando-a com modificação dos circuitos detectores e da rede defasadora para alcançar maior largura de banda.

1.3 TOPOLOGIA DO REFLECTÔMETRO DE WIEDMANN

Figura 1 – Reflectômetro de seis portas proposto por (WIEDMANN et.al, 2007).



Fonte: (WIEDMANN et.al, 2007).

Na figura 1 tem-se o refletômetro proposto por (WIEDMANN et.al, 2007). Ele é composto de:

- Um conjunto de detectores escalares, D_3 a D_6 .
- Um acoplador direcional ou um divisor de potência conectado a uma fonte de RF que, enviando uma parte da potência incidente para o detector D_3 , é capaz de determinar a potência incidente.
- Uma rede defasadora entre o acoplador e a porta onde se quer determinar o coeficiente de reflexão, com defasagem suficiente para que os detectores D_4 , D_5 e D_6 respondendo a diferentes superposições de ondas incidentes e refletidas possam determinar um sistema linear a partir do qual será calculado o coeficiente de reflexão em módulo e fase.

Na figura, a_1 e a_2 são denominados “potência incidente”, b_1 e b_2 são denominados “potência refletida”, embora tenham dimensão de raiz de potência, (WEBBER, 2001), pág.17.

Note-se que os detectores D_3 a D_6 , conectados nas respectivas portas, medem apenas valores escalares correspondentes ao módulo da “potência” presente em cada uma delas. D_4 a D_6 medem o valor absoluto das ondas estacionárias presentes nas portas e D_3 apenas um valor

absoluto proporcional a onda incidente.

A fonte de RF é colocada na porta 1, o circuito a ser medido na porta 2. Com relação a essas portas os detectores medem:

$$D_3 = |\mathbf{a}_1| \quad (1)$$

$$D_5 = |\mathbf{a}_1 + \mathbf{b}_1| \quad (2)$$

$$D_6 = |\mathbf{a}_2 + \mathbf{b}_2| \quad (3)$$

$$D_4 = |(\mathbf{a}_1 + \mathbf{b}_1) - (\mathbf{a}_2 + \mathbf{b}_2)| \quad (4)$$

Note-se que D_4 mede o módulo da diferença instantânea entre a onda estacionária presente na porta 5 em relação a presente na porta 6. Este é um valor proporcionado pela defasagem conhecida e irá se tornar fundamental para a resolução do sistema linear cuja solução irá resultar no módulo e na fase do coeficiente de reflexão.

1.4 OBJETIVOS E APLICAÇÃO

Este trabalho objetiva desenvolver um reflectômetro de baixo custo na faixa de frequências de 0,5 GHz a 6 GHz baseado na topologia de (WIEDMANN et.al., 2007). Para ampliar a banda e a precisão dos instrumentos encontrados na literatura, analisa redes defasadoras e circuitos detectores mais adequados. A avaliação das redes e dos circuitos detectores se dá a partir do desenvolvimento de modelos matemáticos e de simulação numérica dos circuitos. O circuito é construído em placa de circuito impresso com baixo fator de perdas e com o uso de componentes SMD (*surface mount device*) específicos para micro-ondas.

O reflectômetro será empregado como instrumento para espectroscopia na faixa de frequências de micro-ondas e em um *front-end* para receptor homodino (XIONG e FUSCO, 2003) no Laboratório de Comunicações da UFRGS.

1.5 ESTRUTURA DESTE TRABALHO

Este trabalho foi estruturado da seguinte forma:

O capítulo 1 apresenta os reflectômetros de micro-ondas com elementos discretos, a topologia do reflectômetro desenvolvido os objetivos e o uso do equipamento.

O capítulo 2 apresenta o modelo matemático da rede de seis portas aplicada a reflectômetros discretos com redes de defasagem.

O capítulo 3 apresenta a arquitetura do dispositivo, as especificações e os projetos do acoplador direcional, dos sensores e das redes de defasagem utilizadas.

O capítulo 4 apresenta os resultados das análises sobre as topologias possíveis e o circuito final desenvolvido.

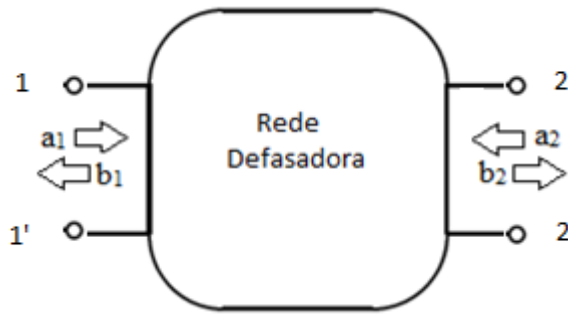
As conclusões são apresentadas no capítulo 5.

2 MODELO MATEMÁTICO DO REFLECTÔMETRO

No seu artigo e na sua tese de doutorado Wiedmann faz uma apresentação do modelo matemático do reflectômetro com rede defasadora discreta proposta por ele, porém o faz com aproximações que desconsidera eventual coeficiente de reflexão nas portas da rede defasadora. Isso simplifica a análise mas impossibilita uma avaliação comparativa da qualidade do instrumento. Este capítulo vai apresentar um passo a passo detalhado para a obtenção do modelo matemático, incluindo os efeitos de reflexão nas portas da rede, como em (Q. Sui, K. Wang, e L. Li., 2010), mas não na forma matricial como feito por estes, o que objetiva facilitar o entendimento e a compreensão pelo leitor.

Inicia-se observando que o diagrama de blocos da Figura 1 pode ser modelado por um dispositivo de duas portas ao se considerar que o acoplador direcional é perfeito, resultando no conhecimento exato da onda incidente na porta 5, e que os detectores D_3 a D_6 possuem impedância infinita.

Figura 2 – Modelo de duas portas



Dessa forma a porta 5 passa a ser numerada como 1 e a rede defasadora passa a ser modelada como uma estrutura de duas portas através dos seus parâmetros de espalhamento, (WEBBER, 2001), pág.18.

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \quad (5)$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \quad (6)$$

O coeficiente de reflexão na porta 2 é definido como:

$$\Gamma_L = \frac{a_2}{b_2} \quad (7)$$

A determinação dos parâmetros de espalhamento da rede é então necessária para que se possa obter o coeficiente de reflexão. Tal determinação deverá levar em consideração o fato de que, mesmo em uma rede passiva ideal, a frequência da fonte irá alterar os parâmetros da rede. Pode-se calcular os parâmetros analiticamente, obtê-los a partir da simulação do circuito ou mesmo medi-los experimentalmente.

2.1 DETERMINAÇÃO DO COEFICIENTE Γ_L

O objetivo do reflectômetro é determinar o coeficiente de reflexão a partir dos valores escalares medidos nos detectores, dos parâmetros de espalhamento da rede defasadora e do conhecimento da potência incidente. Inicialmente se obtém expressões que relacionam as medidas escalares dos sensores D_3 a D_6 , em função apenas dos parâmetros de espalhamento da rede defasadora e de a_2 e b_2 . Primeiramente expressa-se a_1 e b_1 em função dos parâmetros de espalhamento e de a_2 e b_2 . Em seguida substitui-se nas equações (1) a (4).

Da equação (6):

$$\begin{aligned} b_2 &= S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \\ S_{21} a_1 &= b_2 - S_{22} a_2 \\ a_1 &= - \left(\frac{S_{22}}{S_{21}} \right) a_2 + \left(\frac{1}{S_{21}} \right) b_2 \end{aligned} \quad (8)$$

Da equação (5):

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \\ b_1 &= S_{11} \left[- \left(\frac{S_{22}}{S_{21}} \right) a_2 + \left(\frac{1}{S_{21}} \right) b_2 \right] + S_{12} a_2 \\ b_1 &= \left(\frac{S_{12} S_{21} - S_{11} S_{22}}{S_{21}} \right) a_2 + \left(\frac{S_{11}}{S_{21}} \right) b_2 \end{aligned} \quad (9)$$

Substituindo os resultados (8) e (9) em (1), (2), (3) e (4) obtém-se os valores detectados D_3 a D_6 em função de \mathbf{a}_2 e \mathbf{b}_2

Na equação (1):

$$\begin{aligned} D_3 &= |\mathbf{a}_1| \\ D_3 &= \left| -\left(\frac{s_{22}}{s_{21}}\right)\mathbf{a}_2 + \left(\frac{1}{s_{21}}\right)\mathbf{b}_2 \right| \end{aligned} \quad (10)$$

Na equação (2):

$$\begin{aligned} D_5 &= |\mathbf{a}_1 + \mathbf{b}_1| \\ D_5 &= \left| -\left(\frac{s_{22}}{s_{21}}\right)\mathbf{a}_2 + \left(\frac{1}{s_{21}}\right)\mathbf{b}_2 + \left(\frac{s_{12}s_{21} - s_{11}s_{22}}{s_{21}}\right)\mathbf{a}_2 + \left(\frac{s_{11}}{s_{21}}\right)\mathbf{b}_2 \right| \\ D_5 &= \left| \left(\frac{s_{12}s_{21} - s_{11}s_{22} - s_{22}}{s_{21}}\right)\mathbf{a}_2 + \left(\frac{s_{11}+1}{s_{21}}\right)\mathbf{b}_2 \right| \end{aligned} \quad (11)$$

Na equação (3):

$$\begin{aligned} D_6 &= |\mathbf{a}_2 + \mathbf{b}_2| \\ D_6 &= |(1)\mathbf{a}_2 + (1)\mathbf{b}_2| \end{aligned} \quad (12)$$

Na equação (4):

$$\begin{aligned} D_4 &= |\mathbf{a}_2 + \mathbf{b}_2| \\ D_4 &= \left| \left(-\left(\frac{s_{22}}{s_{21}}\right)\mathbf{a}_2 + \left(\frac{1}{s_{21}}\right)\mathbf{b}_2 + \left(\frac{s_{12}s_{21} - s_{11}s_{22}}{s_{21}}\right)\mathbf{a}_2 + \left(\frac{s_{11}}{s_{21}}\right)\mathbf{b}_2\right) - (\mathbf{a}_2 + \mathbf{b}_2) \right| \\ D_4 &= \left| \left(\frac{s_{12}s_{21} - s_{11}s_{22} - s_{22} - s_{21}}{s_{21}}\right)\mathbf{a}_2 + \left(\frac{s_{11} - s_{21} + 1}{s_{21}}\right)\mathbf{b}_2 \right| \end{aligned} \quad (13)$$

Nas equações (10), (11), (12) e (13), pode-se observar o seguinte formato:

$$D_i = |(\mathbf{A}_i)\mathbf{a}_2 + (\mathbf{B}_i)\mathbf{b}_2| \quad i=3,4,5,6 \quad (14)$$

Os coeficientes \mathbf{A}_i e \mathbf{B}_i , obtidos por inspeção de (10) a (13), são dados por:

$$A_3 = -\frac{S_{22}}{S_{21}} \quad (15) \quad B_3 = \frac{1}{S_{21}} \quad (16)$$

$$A_4 = \frac{S_{12}S_{21} - S_{11}S_{22} - S_{22} - S_{21}}{S_{21}} \quad (17) \quad B_4 = \frac{S_{11} - S_{21} + 1}{S_{21}} \quad (18)$$

$$A_5 = \frac{S_{12}S_{21} - S_{11}S_{22} - S_{22}}{S_{21}} \quad (19) \quad B_5 = \frac{S_{11} + 1}{S_{21}} \quad (20)$$

$$A_6 = 1 \quad (21) \quad B_6 = 1 \quad (22)$$

A equação (14) pode ser expressa em função do mensurando de interesse Γ_L na porta 2, dado pela equação (7).

Assim, dividindo-se ambos os termos da equação (14) por $|\mathbf{B}_i \mathbf{b}_2|$:

$$\begin{aligned} \frac{D_i}{|\mathbf{B}_i \mathbf{b}_2|} &= \left| \frac{\mathbf{A}_i \mathbf{a}_2}{\mathbf{B}_i \mathbf{b}_2} + \frac{\mathbf{B}_i \mathbf{b}_2}{\mathbf{B}_i \mathbf{b}_2} \right| \\ \frac{D_i}{|\mathbf{B}_i \mathbf{b}_2|} &= \left| \frac{\mathbf{A}_i}{\mathbf{B}_i} \Gamma_L + 1 \right| \\ D_i &= |\mathbf{B}_i \mathbf{b}_2| \left| 1 + \frac{\mathbf{A}_i}{\mathbf{B}_i} \Gamma_L \right| \end{aligned} \quad (23)$$

Na equação (23) ainda há a dependência de \mathbf{b}_2 , mas esta pode ser eliminada, normalizando-se por D_3 . Para tanto basta dividir todos os D_i por:

$$D_3 = |\mathbf{B}_3 \mathbf{b}_2| \left| 1 + \frac{\mathbf{A}_3}{\mathbf{B}_3} \Gamma_L \right|$$

Como D_3 mede a potência incidente na porta 1, obtém-se ainda o benefício adicional de prevenir que o resultado da medida seja alterado em função de variações de carga na porta 2, as quais poderiam gerar modificações na fonte (*Load-Pull*). Ao se efetuar essa normalização obtém-se

$$\frac{D_i}{D_3} = \frac{|\mathbf{B}_i|}{|\mathbf{B}_3|} \frac{\left| 1 + \frac{\mathbf{A}_i}{\mathbf{B}_i} \Gamma_L \right|}{\left| 1 + \frac{\mathbf{A}_3}{\mathbf{B}_3} \Gamma_L \right|} \quad i=4,5,6$$

Se o sensor utilizado for um diodo operando em sua região quadrática, a tensão desenvolvida será proporcional a potência (WEBBER, 2001), pág. 268, logo:

$$P_i = \left(\frac{D_i}{D_3}\right)^2 = \left|\frac{B_i}{B_3}\right|^2 \frac{\left|1 + \frac{A_i}{B_i} \Gamma_L\right|^2}{\left|1 + \frac{A_3}{B_3} \Gamma_L\right|^2} \quad i=4,5,6 \quad (24)$$

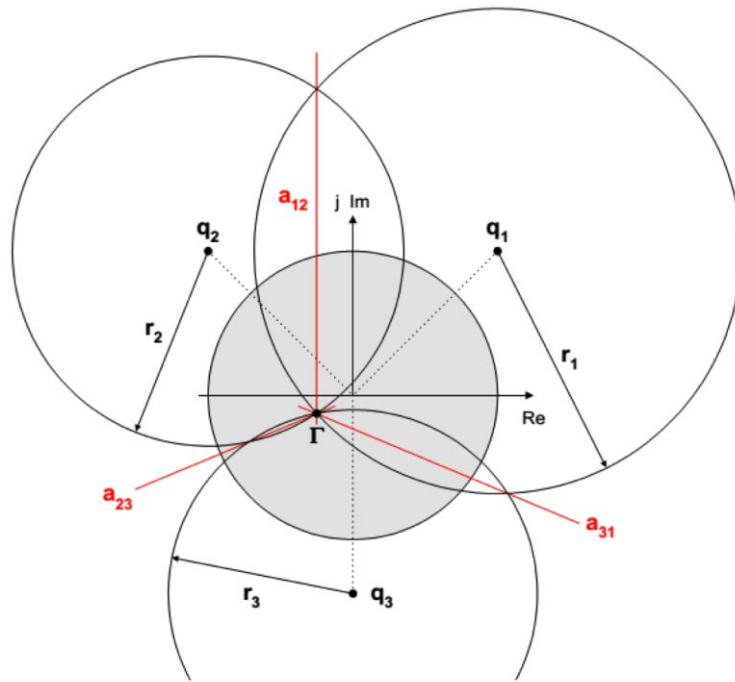
A expressão (24) é um conjunto sobredeterminado de 3 equações lineares que pode ser resolvido para se obter o coeficiente de reflexão Γ_L .

Os coeficientes A_i e B_i dependem apenas dos parâmetros de espalhamento da rede e são obtidos das equações (15) a (22). As potências P_i são obtidas dos valores escalares medidos pelos detectores.

2.2 SOLUÇÃO GRÁFICA DA EQUAÇÃO DE TRABALHO

A equação (24) é conhecida como “equação de trabalho” de um reflectômetro de seis portas, (HADDADI e LASRI, 2012). Pode ser resolvida graficamente, pois descreve três círculos no plano do coeficiente de reflexão (WEBBER, 2001), pág. 27. Os centros desses círculos são denominados “pontos q”, a intersecção dos mesmos determinam um valor único do coeficiente de reflexão Γ_L , Figura 3.

Figura 3: Solução Gráfica para o coeficiente de reflexão na carga Γ_L .



Fonte: (BILIK, 2001).

A equação (24) pode ser colocada no formato da equação reduzida da circunferência, onde ficam explícitos os centros e raios dos círculos, em coordenadas retangulares (EROGLU, 2015), pág. 344.

Assim:

$$P_i = \left(\frac{D_i}{D_3}\right)^2 = \left|\frac{B_i}{B_3}\right|^2 \frac{\left|1 + \frac{A_i}{B_i} \Gamma_L\right|^2}{\left|1 + \frac{A_3}{B_3} \Gamma_L\right|^2} \quad i=4,5,6 \quad (24)$$

Expressando as quantidades vetoriais na forma retangular:

$$\frac{A_i}{B_i} = c_i + jd_i \quad (25)$$

$$\frac{A_3}{B_3} = c_3 + jd_3 \quad (26)$$

$$\Gamma_L = x + jy \quad (27)$$

Define-se o escalar:

$$\left| \frac{B_i}{B_3} \right|^2 \equiv e_i \quad (28)$$

Os módulos de (25) e (26) são dados por:

$$\alpha_i^2 = c_i^2 + d_i^2 \quad (29) \quad \alpha_3^2 = c_3^2 + d_3^2 \quad (30)$$

Definindo-se as potências normalizadas por:

$$p_i \equiv \frac{P_i}{P_3} \quad (31)$$

Substituindo-se (25) a (28) e (31), na equação (24) obtém-se:

$$p_i = e_i \left| \frac{1 + (c_i + j d_i)(x + j y)}{1 + (c_3 + j d_3)(x + j y)} \right|^2 \quad i = 4, 5, 6 \quad (32)$$

$$p_i = e_i \frac{(c_i^2 + d_i^2) x^2 + (c_i^2 + d_i^2) y^2 + 2 c_i x - 2 d_i y + 1}{(c_3^2 + d_3^2) x^2 + (c_3^2 + d_3^2) y^2 + 2 c_3 x - 2 d_3 y + 1}$$

$$p_i = e_i \frac{(c_i^2 + d_i^2)(x^2 + y^2) + 2 c_i x - 2 d_i y + 1}{(c_3^2 + d_3^2)(x^2 + y^2) + 2 c_3 x - 2 d_3 y + 1}$$

Usando-se os módulos dados por (29) e (30):

$$p_i = e_i \frac{\alpha_i^2 (x^2 + y^2) + 2 c_i x - 2 d_i y + 1}{\alpha_3^2 (x^2 + y^2) + 2 c_3 x - 2 d_3 y + 1}$$

$$p_i \alpha_3^2 (x^2 + y^2) + 2 p_i c_3 x - 2 p_i d_3 y + p_i = e_i \alpha_i^2 (x^2 + y^2) + 2 e_i c_i x - 2 e_i d_i y + e_i$$

$$(p_i \alpha_3^2 - e_i \alpha_i^2) (x^2 + y^2) - 2(e_i c_i - p_i c_3) x - 2(p_i d_3 - e_i d_i) y = e_i - p_i$$

Dividindo a equação anterior em ambos os lados por:

$$\omega_i \equiv (p_i \alpha_3^2 - e_i \alpha_i^2)$$

Se obtém:

$$x^2 + y^2 - 2 \left[\frac{(e_i c_i - p_i c_3)}{\omega_i} \right] x - 2 \left[\frac{(p_i d_3 - e_i d_i)}{\omega_i} \right] y = \frac{e_i - p_i}{\omega_i}$$

Definindo:

$$u_i \equiv \frac{(e_i c_i - p_i c_3)}{\omega_i}, \quad v_i \equiv \frac{(p_i d_3 - e_i d_i)}{\omega_i}, \quad r_i \equiv \frac{e_i - p_i}{\omega_i}$$

A equação fica simplesmente:

$$x^2 + y^2 - 2 u_i x - 2 v_i y = r_i$$

Ao somar-se os dois lados da equação com $u_i^2 + v_i^2$ os produtos notáveis são explicitados:

$$(x^2 - 2 u_i x + u_i^2) + (y^2 - 2 v_i y + v_i^2) = r_i + u_i^2 + v_i^2$$

Definindo:

$$R_i^2 \equiv r_i + u_i^2 + v_i^2$$

Encontra-se:

$$(x - u_i)^2 + (y - v_i)^2 = R_i^2 \quad i = 4,5,6. \quad (32)$$

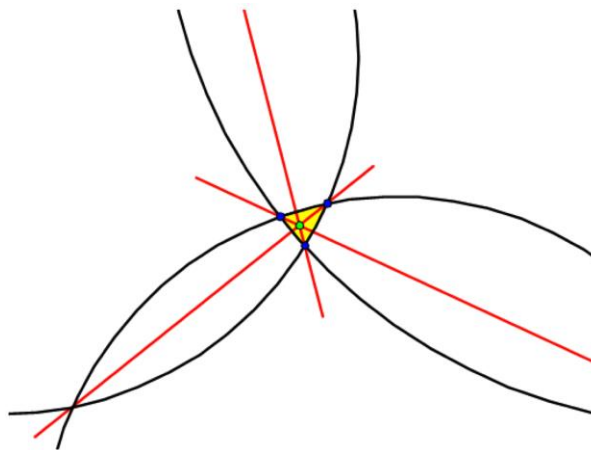
A equação (32) determina três círculos com centros nos pontos $q_i = (u_i, v_i)$ e raios

$$R_i = \sqrt{r_i + u_i^2 + v_i^2} \text{ com } i = 4,5,6.$$

A intersecção desses círculos é, idealmente, um único ponto que corresponde a coordenada retangular do coeficiente de reflexão Γ_L

Devido as não idealidades dos componentes e principalmente ao ruído presente nas medidas, na prática os círculos não vão se intersectar em um ponto único. Eles irão delimitar uma “área”, como se vê na Figura 4.

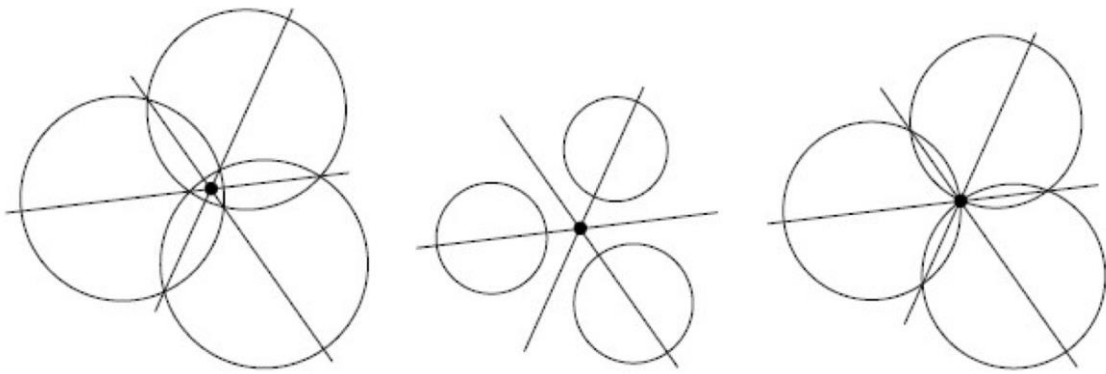
Figura 4 – Caso prático de intersecção dos círculos



Fonte: (BILIK, 2001).

Como é preciso estimar sempre um único ponto para o coeficiente de reflexão, (EROGLU, 2015) mostra que esse ponto é facilmente obtido ao utilizar-se o conceito do centro radical (*radical center*) dos círculos. Duas circunferências não concêntricas determinam a existência de uma reta, o eixo radical, lugar geométrico dos pontos com igual potência com respeito às mesmas. Três circunferências, tomadas duas a duas, determinam 3 eixos radicais. O ponto onde tais retas se encontram é único e é conhecido na geometria plana elementar como centro radical. A Figura 5 mostra algumas configurações possíveis. Só não se pode determinar o centro radical se ocorrer de dois dos três círculos serem concêntricos ou se os centros forem colineares.

Figura 5 – Configurações possíveis de 3 círculos e seus respectivos centros radicais



Fonte: (EROGLU, 2015).

Os três eixos radicais podem ser determinados da equação (32) que expandida para $i = 4, 5, 6$ fica:

$$(x - u_4)^2 + (y - v_4)^2 = R_4^2 \quad (33)$$

$$(x - u_5)^2 + (y - v_5)^2 = R_5^2 \quad (34)$$

$$(x - u_6)^2 + (y - v_6)^2 = R_6^2 \quad (35)$$

Igualando-se duas a duas as equações (33), (34) e (35) tem-se:

$$(x - u_4)^2 + (y - v_4)^2 - R_4^2 = (x - u_5)^2 + (y - v_5)^2 - R_5^2$$

$$(x^2 - 2u_4x + u_4^2) + (y^2 - 2v_4y + v_4^2) - R_4^2 = (x^2 - 2u_5x + u_5^2) + (y^2 - 2v_5y + v_5^2) - R_5^2$$

$$2x(u_5 - u_4) + 2y(v_5 - v_4) = u_5^2 + v_5^2 - R_5^2 - (u_4^2 + v_4^2 - R_4^2)$$

$$x (u_5 - u_4) + y (v_5 - v_4) = \left(\frac{u_5^2 + v_5^2 - R_5^2}{2} \right) - \left(\frac{u_4^2 + v_4^2 - R_4^2}{2} \right) \quad (36)$$

A estrutura da equação (36) se repete ao igualar-se (34) com (35) e (35) com (33).

Definindo:

$$k_4 \equiv \frac{u_4^2 + v_4^2 - R_4^2}{2} \quad k_5 \equiv \frac{u_5^2 + v_5^2 - R_5^2}{2} \quad k_6 \equiv \frac{u_6^2 + v_6^2 - R_6^2}{2}$$

Substituindo as definições anteriores na equação (36) e suas similares, encontra-se o seguinte conjunto de equações de retas para os eixos radicais:

$$x (u_5 - u_4) + y (v_5 - v_4) = (k_5 - k_4) \quad (37)$$

$$x (u_6 - u_5) + y (v_6 - v_5) = (k_6 - k_5) \quad (38)$$

$$x (u_4 - u_6) + y (v_4 - v_6) = (k_4 - k_6) \quad (39)$$

Que é um sistema linear sobredeterminado, com três retas que se interseccionam em um único ponto, o centro radical. Este ponto pode ser encontrado resolvendo o sistema com apenas duas das equações. Utilizando-se as equações (37) e (38) a solução é:

$$x = \frac{(k_5 - k_4) (v_6 - v_5) - (k_6 - k_5) (v_5 - v_4)}{(u_5 - u_4) (v_6 - v_5) - (u_6 - u_5) (v_5 - v_4)}$$

$$y = \frac{(u_5 - u_4) (k_6 - k_5) - (u_6 - u_5) (k_5 - k_4)}{(u_5 - u_4) (v_6 - v_5) - (u_6 - u_5) (v_5 - v_4)}$$

Essas são as coordenadas do centro radical e, como definido por (7), é também o coeficiente de reflexão em coordenadas retangulares. Assim:

$$\Gamma_L = x + jy \quad (40)$$

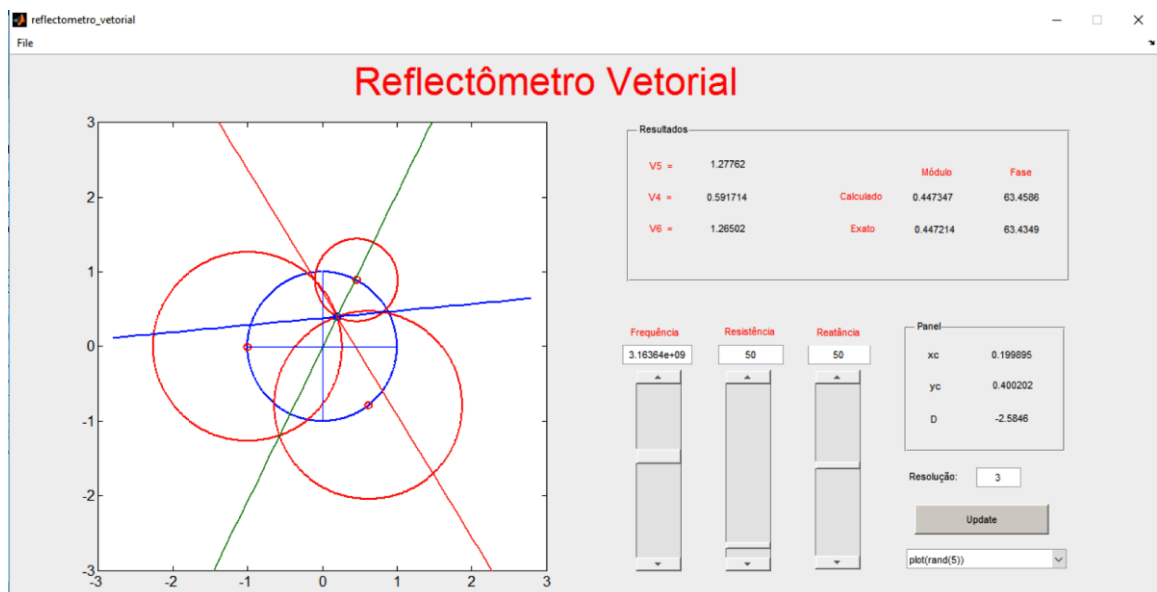
Consequentemente:

$$|\Gamma_L| = \sqrt{x^2 + y^2} \quad \phi_{\Gamma_L} = \arctang \left(\frac{y}{x} \right) \quad (41)$$

No caso do uso do reflectômetro como parte de um *front-end* de rádio digital, "x" é a componente I (*In phase*) e "y" é a componente Q (*Quadrature*). (XIONG e FUSCO, 2003).

Para testar a formulação acima foi feito um programa em Matlab®, onde é possível variar a resistência e a reatância da carga, observando a variação dos centros e dos raios dos círculos, os três eixos radicais e o centro radical na intersecção dos mesmos, além de comparar o valor do coeficiente de reflexão exato com o calculado, Figura 6. Neste programa foram considerados todos os componentes ideais, detectores com impedância infinita e as tensões na rede defasadora foram calculadas analiticamente.

Figura 6 – Interface com o usuário do programa em Matlab®



3 PROJETO DO INSTRUMENTO

Um instrumento para determinação do coeficiente de reflexão em banda larga necessita mensurar: A frequência e a potência incidente, a tensão dos detectores e os parâmetros de espalhamento da rede de defasagem para se conhecer as constantes das equações (15) a (22). Cada uma dessas medidas definirá uma das partes do instrumento.

3.1 REQUISITOS

Objetiva-se um reflectômetro que resulte nas seguintes especificações:

- Faixa de frequência de 0,5 GHz a 6 GHz.
- Potência na carga de no mínimo 0 dBm e no máximo 20 dBm.
- Determinação da frequência de operação.
- Tensões para os conversores A/D entre 0 e 5 volts.
- Entrada para oscilador externo.

O sistema será operado por eletrônica embarcada (myRio da National Instruments®) responsável por:

- Geração de tensão através de conversor D/A para controle do oscilador local (VCO).
- Contagem em intervalo de tempo de trem de pulsos resultantes da divisão do sinal (prescalers), para determinação da frequência do VCO ou de sinal externo.
- Conversão A/D dos sinais dos detectores D_3 a D_6 .
- Processamento dos sinais para determinação do coeficiente de reflexão.
- Interface com o usuário.

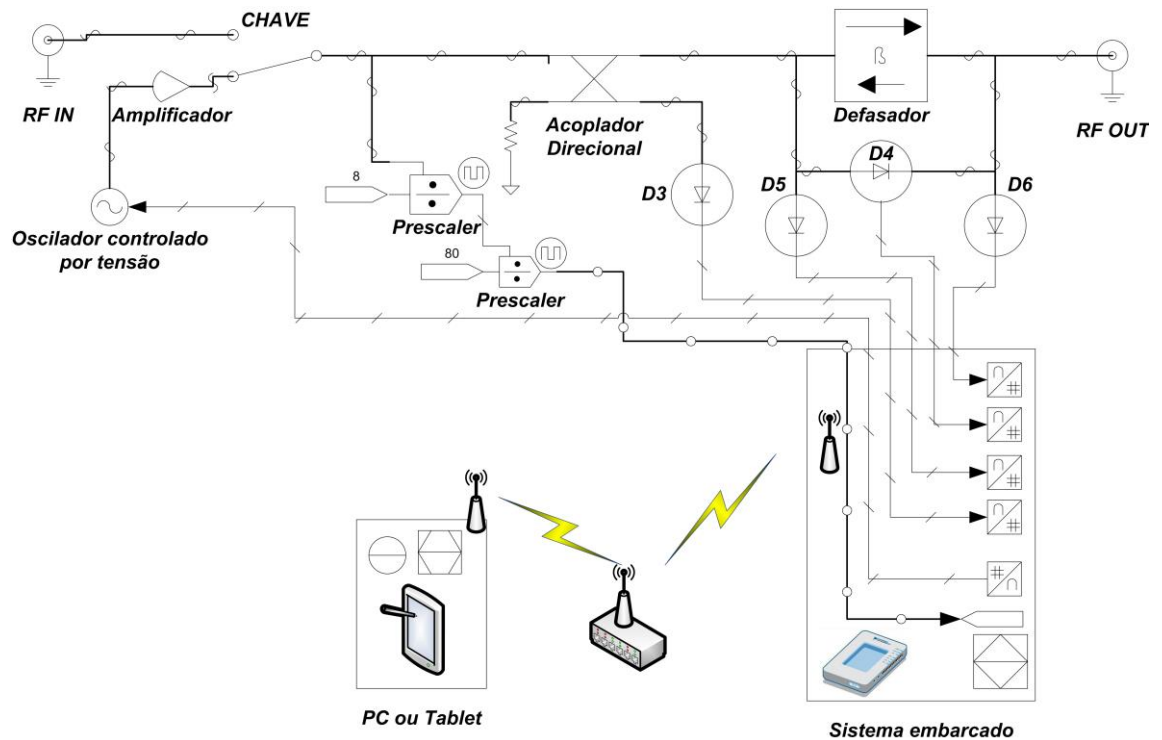
3.2 ARQUITETURA

A figura 7 apresenta o diagrama esquemático do reflectômetro. Uma chave eletrônica (*CHAVE*) seleciona a entrada de sinal externo (*RF IN*) ou oscilador local (*Oscilador controlado por tensão*). A tensão de controle é determinada pelo conversor digital / analógico do sistema embarcado. O sinal do oscilador local é amplificado (*Amplificador*). Após ser selecionada a fonte do sinal, um divisor de potência separa uma amostra para o monitoramento de frequência. A frequência do sinal de entrada (externo ou do VCO interno) é dividida por 8 e logo em seguida por 80 pelos (*Prescalers*) de alta frequência. Uma vez dividida ela alimenta uma entrada digital do sistema embarcado (myRio®), com isso consegue-se determinar a frequência na qual o sistema está operando. Na continuidade um acoplador direcional (*Acoplador Direcional*) determina a potência do sinal restante através do diodo detector (D_3). A rede defasadora (*Defasador*) é cercada pelo diodo detector na entrada (D_5), pelo diodo detector que mede a diferença entre a entrada e saída (D_4) e pelo diodo detector na porta de saída (D_6).

Os sinais dos detectores são adquiridos através dos conversores analógicos / digitais do sistema embarcado. O sistema realiza o cálculo do coeficiente de reflexão utilizando como dados de entrada a frequência do sinal, a potência na entrada da rede, os parâmetros de espalhamento da rede (medidos, calculados ou simulados) e os valores da potência sobre os detectores.

Os resultados são então disponibilizados em rede Ethernet sem fio. Um PC ou tablet monitora e comanda o sistema.

Figura 7 – Diagrama esquemático do instrumento.



3.3 PARÂMETROS ‘S’ DA REDE DEFASADORA

As equações (15) a (22) mostram que as constantes do sistema de equações lineares, que irão determinar o coeficiente de reflexão, dependem do conhecimento dos parâmetros de espalhamento da rede de defasagem. O sistema de eletrônica embarcada utiliza esses valores para calcular o coeficiente. Os valores podem ser medidos ou simulados e armazenados em tabelas para frequências de interesse ou determinados analiticamente. Dependendo dos modelos empregados os simuladores podem obter valores muito próximos da realidade. Para considerações de projeto, entretanto, um modelo aproximado do circuito é suficiente e necessário.

Para (ENGEN, 1977b), uma rede defasadora para um refletômetro de seis portas ideal deve ser tal que:

$$|q_4| = |q_5| = |q_6|$$

E seus argumentos devem diferir de $\pm 120^\circ$, ou seja, os centros dos círculos constituem os vértices de triângulo equilátero. (XIONG e FUSCO, 2003) comentam que, principalmente em dispositivos de banda larga, é bastante difícil conseguir tal circuito. Para Somlo (apud XIONG e FUSCO, 2003) um reflectômetro de seis portas pode obter um bom resultado ainda que as magnitudes dos centros q_i difiram em até quatro vezes e os argumentos sejam tão pequenos quanto 25° .

Outro fator que afeta a distribuição dos círculos e, conseqüentemente, a precisão do instrumento é a impedância de entrada dos detectores. (WIEDMANN et.al., 1997) utiliza detectores com impedância elevada e desconsidera as mesmas. Tal fato faz com que não consiga construir nenhum detector com frequência acima de 3 GHz. (XIONG e FUSCO, 2003) usam das impedâncias dos circuitos detectores para otimizar a localização dos pontos q_i . Assim os autores atingem uma banda de 0,9 GHz a 5,0 GHz. Outro critério de projeto empregado pelos autores é a busca de coeficientes S_{11} e S_{22} na rede de defasamento para o menor valor possível dentro da faixa de trabalho e de uma atenuação baixa entre a entrada e a saída de rede, o coeficiente S_{21} . Também os autores buscam alocar potência para os respectivos detectores da forma mais uniforme possível.

Neste projeto compara-se circuitos defasadores e circuitos detectores utilizando-se os critérios acima definidos. Para os circuitos defasadores foca-se na minimização dos coeficientes de reflexão na entrada e na saída da rede. Para os detectores busca-se um circuito que apresente a impedância de entrada o mais uniforme possível dentro da faixa de frequência. Tal se dá pois isso possibilita uma formulação analítica dos parâmetros de espalhamento da rede que leve em consideração a impedância dos detectores.

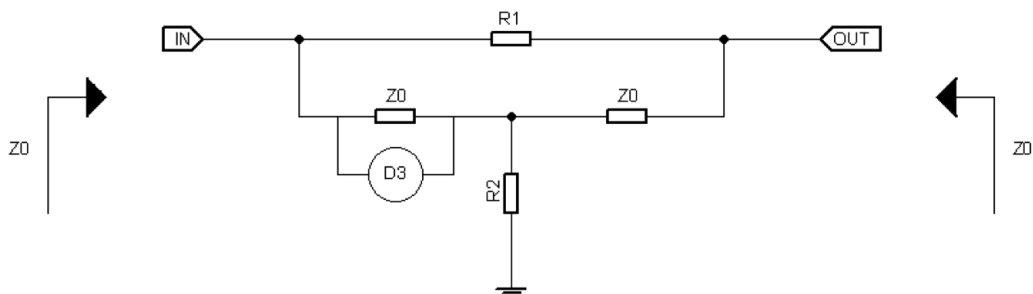
Além da rede defasadora o acoplador direcional na entrada da rede deve ser cuidadosamente projetado. Como ele irá normalizar a medida dos sensores a precisão do mesmo dentro de toda a banda de frequência é fundamental.

3.4 ACOPLADOR DIRECIONAL DE BANDA LARGA

Para que se possa fazer $D_3 = |a_1|$, é necessário um acoplador direcional ideal, com diretividade infinita e perfeitamente casado. Como tal não é possível, as não idealidades do acoplador refletem-se em imprecisões no cálculo do coeficiente de reflexão. Para minimizar esses efeitos deve-se escolher uma topologia que possa fornecer a melhor diretividade e a menor perda de retorno dentro de toda a faixa de frequências de interesse.

Utiliza-se no projeto um acoplador direcional resistivo como o empregado por (WIEDMANN et.al., 1997). Dentre as diversas topologias existentes esta garante ótima diretividade e pequena perda de retorno em banda ampla, Figura 8.

Figura 8 – Acoplador direcional resistivo.



O circuito é uma rede do tipo *Bridged-Tee* (ZOBEL, 1928), que mantém a impedância de entrada e saída constante independente da função de transferência. Isso faz com que o acoplador interfira minimamente no defasador. Ele separa as ondas incidentes das refletidas atuando como um acoplador resistivo (DUNSMORE, 1991) e sua diretividade é tanto melhor quanto mais balanceada for a rede (como nos braços de uma ponte Wheatstone).

A limitação do mesmo é o nível relativamente elevado de perda por inserção, idealmente -6,02dB, que no caso de um reflectômetro vetorial ou no seu uso como um *front-end* de rádio digital, se traduz em um consumo adicional de potência da fonte de RF / VCO. Tal problema pode ser resolvido com o aumento do sinal da fonte de RF / VCO através da

amplificação em banda larga do mesmo.

No circuito o detector D_3 mede a potência incidente na porta de entrada independente da carga na saída e do consequente coeficiente de reflexão. É possível, através de um adequado processo de calibração, obter-se o valor absoluto da potência incidente.

Para o projeto do acoplador define-se a impedância de entrada e saída Z_0 . Os resistores R_1 e R_2 irão determinar o fator de acoplamento e a perda por inserção e são dados pelas equações:

$$R_1 = \frac{Z_0}{\left(\frac{1}{\frac{C_{dB}}{10^{\frac{C_{dB}}{20}}}} - 1\right)} \quad (42)$$

$$R_2 = Z_0 * \left(\frac{1}{\frac{C_{dB}}{10^{\frac{C_{dB}}{20}}}} - 1\right) \quad (43)$$

$$I_{loss\ dB} = 20 \text{ Log } \left(\frac{Z_0}{Z_0 + R_1}\right) \quad (44)$$

$$C_{dB} = 20 \text{ Log } \left(\frac{Z_0}{Z_0 + R_2}\right) \quad (45)$$

$$Z_0 = \sqrt{R_1 R_2} \quad (46)$$

Onde:

C_{dB} = Fator de acoplamento em dB

$I_{loss\ dB}$ = Perda por inserção em dB

D_{dB} = diretividade em dB

Z_0 = Impedância de entrada e saída em ohms

Tabela 1 – Exemplos de valores de resistores para a rede.

| Resistores para <i>Bridged-Tee</i> com $Z_0 = 50 \Omega$ | | | | |
|--|--------------------------|--------------------------|----------------|----------------|
| $I_{loss\ dB}$ (caso ideal) | C_{dB} (caso ideal) | D_{dB} (caso ideal) | $R_1 (\Omega)$ | $R_2 (\Omega)$ |
| -0.1 | -38.82 | -61.04 | 0.58 | 4318.00 |
| -0.5 | -25.05 | -66.88 | 2.96 | 843.83 |
| -1.0 | -19.27 | -81.87 | 6.10 | 409.77 |
| -2.0 | -13.73 | -76.20 | 12.95 | 193.11 |
| -3.0 | -10.69 | -82.95 | 20.63 | 121.20 |
| -4.0 | -8.66 | -85.27 | 29.24 | 85.49 |
| -6.0 | -6.00 | -98.77 | 49.76 | 50.24 |
| -10.0 | -3.30 | -80.05 | 108.11 | 23.12 |
| -20.0 | -0.92 | -67.96 | 450.00 | 5.56 |

3.5 REDES DE DEFASAGEM.

3.5.1 Rede de defasagem *Tee*

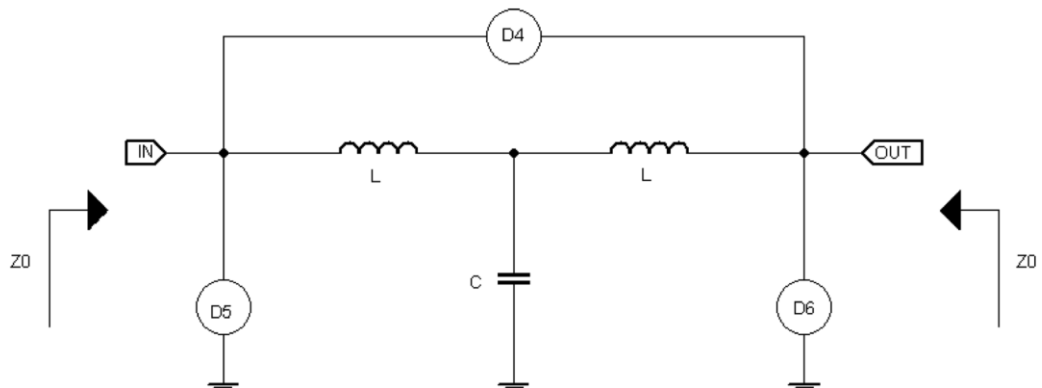
A primeira rede de defasagem discreta a ser analisada será a empregada por (WIEDMANN et.al., 1997) cujo circuito é apresentado na Figura 9. Trata-se de um filtro passa-baixas de terceira ordem com os detectores posicionados conforme a figura para que se possa obter um conjunto de três medidas linearmente independentes. Os parâmetros de projeto utilizados pelo autor foram:

Atraso de fase: 60 graus em 1,8 GHz.

Impedância de entrada e saída: 50 ohms.

Impedância dos sensores: Consideradas infinitas.

Circuitos detectores empregados: Diodos Schottky em configuração *Shunt*.

Figura 9 – Rede *Low-pass Tee*

Os valores dos elementos discretos da rede, desconsiderando a presença dos detectores, são dados pelas equações:

$$L = \frac{Z_0 * (1 - \cos(\phi))}{\omega * \sin(\phi)} \quad (47)$$

$$C = \frac{\sin(\phi)}{Z_0 * \omega} \quad (48)$$

Onde:

ϕ = atraso de fase da rede.

$\omega = 2 \pi f$ = frequência angular.

Z_0 = impedância de entrada e saída da rede.

3.5.2 Rede de defasagem *Pi*

A rede de defasagem empregada por (XIONG e FUSCO, 2003) é o circuito da Figura 10. É uma rede *pi* realizando um filtro passa baixas de terceira ordem. Os detectores distribuidos como mostra a figura geram três valores linearmente independentes com os quais

se obtém o coeficiente de reflexão da carga colocada na saída da rede.

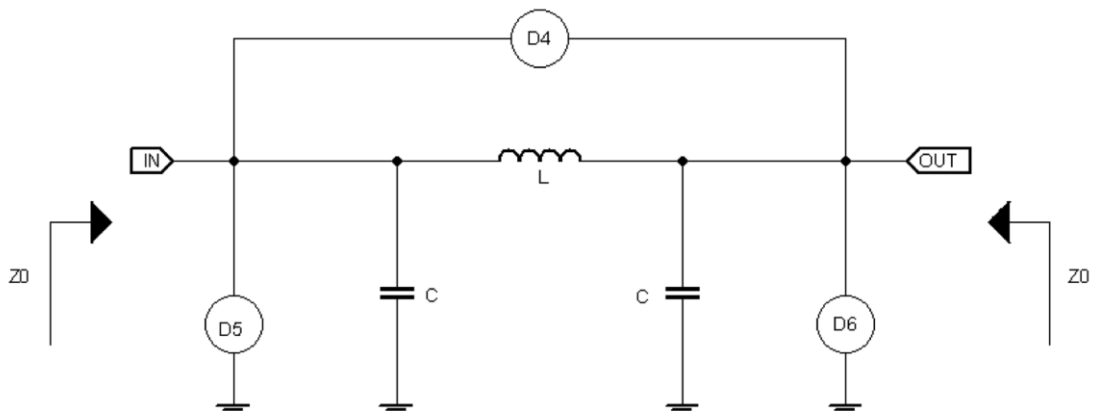
Os autores projetaram a rede para satisfazer os seguintes requisitos:

Atraso de fase: 60 graus em 3 GHz.

Impedância de entrada e saída: 50 ohms.

Impedância de entrada dos detectores: $D_4 = 158 \Omega$; $D_5 = 280 \Omega$ e $D_6 = 312 \Omega$

Figura 10 – Rede *Low-Pass Pi*



Desconsiderando a impedância dos sensores os componentes da rede são encontrados a partir das equações que seguem:

$$L = Z_0 * \frac{\sin(\phi)}{\omega} \quad (49)$$

$$C = \frac{1 - \cos(\phi)}{\omega * Z_0 * \sin(\phi)} \quad (50)$$

Onde:

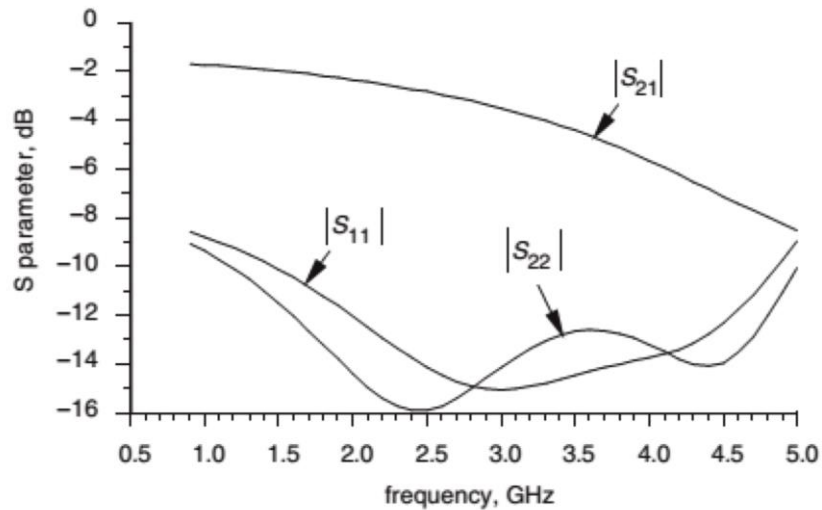
ϕ = atraso de fase da rede.

$\omega = 2 \pi f$ = frequência angular.

Z_0 = impedância de entrada e saída da rede.

(XIONG e FUSCO, 2003) apresentam os parâmetros de espalhamento da rede considerando a influência dos sensores e esses são reproduzidos na Figura 11.

Figura 11 – Parâmetros de espalhamento da rede



Fonte: (XIONG e FUSCO, 2003)

3.5.3 Rede de defasagem *Bridged-Tee*

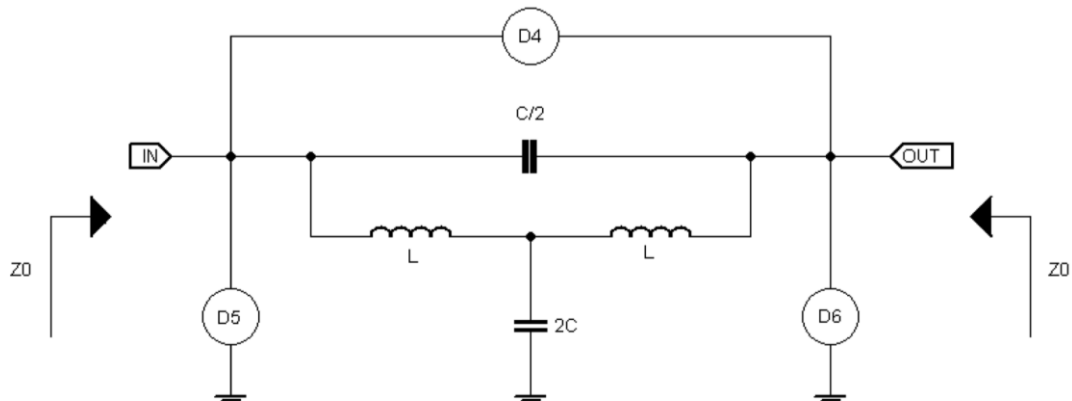
Uma terceira configuração possível é a rede de defasagem discreta *Bridged-Tee* (ZOBEL, 1928), seu emprego é analisado e proposto por este trabalho. Trata-se de um filtro passa baixas de quarta ordem cujo circuito é o da Figura 12. Com os detectores instalados como na figura ela é capaz de gerar três sinais linearmente independentes de onde se pode obter o coeficiente de reflexão de uma carga conectada em sua saída.

Os parâmetros de projeto definidos por este trabalho são:

Atraso de fase: 60 graus em 5.2 GHz.

Impedância de entrada e saída: 56 ohms.

Impedância de entrada dos detectores: $D_4 = D_5 = D_6 = 432 \Omega$

Figura 12 – Rede *Low-pass Bridged-Tee*

Desconsiderando a presença dos detectores, as equações a seguir determinam os valores dos componentes da rede *Bridged-Tee* dadas as especificações.

$$L = \frac{Z_0}{\omega_0} \quad (51)$$

$$C = \frac{1}{Z_0 * \omega_0} \quad (52)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (53)$$

$$\phi(\omega) = 2 * \tan^{-1} \left(\frac{\omega * \omega_0}{\omega^2 - \omega_0^2} \right) \quad (54)$$

Onde:

ϕ = atraso de fase da rede.

$\omega = 2 \pi f$ = frequência angular.

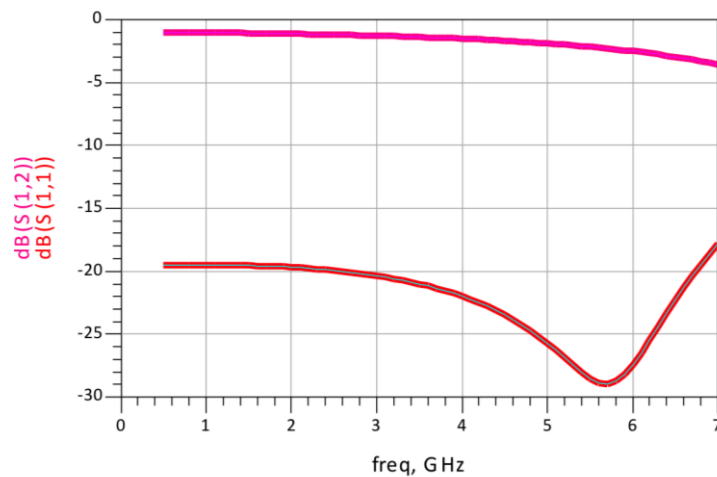
$\omega_0 = 2 \pi f_0$ = frequência na qual a rede apresenta $\phi = 180^\circ$

Z_0 = impedância de entrada e saída da rede.

O gráfico da Figura 13 mostra os resultados da simulação dos parâmetros de espalhamento da rede *Bridged-Tee*. A variação do atraso de fase em função da frequência esta no gráfico da Figura 14. Pode-se notar uma melhora em relação aos resultados da rede *Pi*.

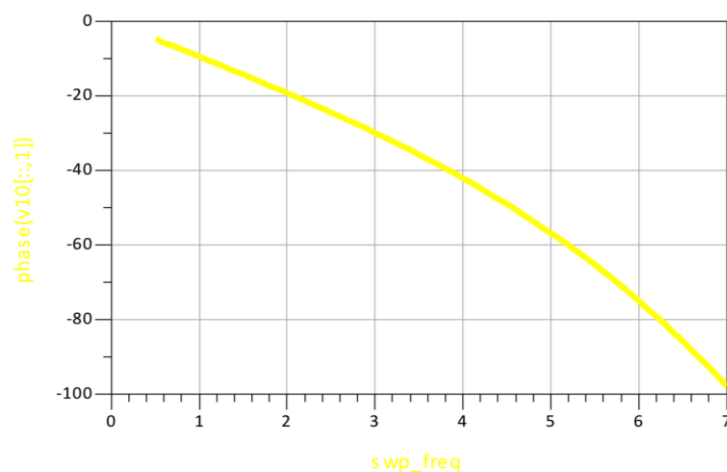
O projeto com impedância de 56 Ohms, que em paralelo com os detectores com impedância de 432 Ohms resultam em uma impedância de 50 Ohms, e uma defasagem nominal em frequência maior (60 graus em 5,2 Ghz ao invés de 3 GHz) são parcialmente responsáveis. Essas modificações são propostas desse trabalho.

Figura 13 – Parâmetros de espalhamento da rede *Bridged Tee*



Como a rede é simétrica, $S_{11} = S_{22}$ e $S_{21} = S_{12}$.

Figura 14 – Defasagem da rede *Bridged-Tee*

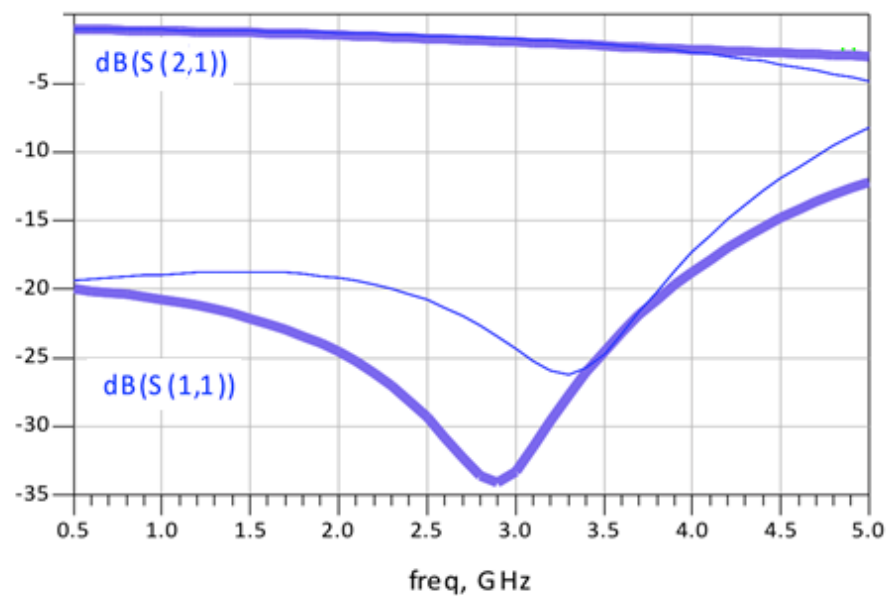


3.5.4 Comparação do desempenho das redes de defasagem

Para que a rede *Pi* e a rede *Bridged-Tee* sejam mais adequadamente comparadas projeta-se ambas com as mesmas especificações: Detectores de 432 Ohms, impedância de projeto em 56 ohms e atraso nominal de 60 graus em 3 GHz foram empregados em ambas.

O gráfico da Figura 15 compara os parâmetros de espalhamento da rede *Pi* (linha fina) e da rede *Bridged-Tee* (linha grossa) com essas especificações.

Figura 15 – Comparação entre as redes *Pi* e *Bridged-Tee*



Como as redes são simétricas, $S_{11} = S_{22}$ e $S_{21} = S_{12}$. Nota-se ainda que os parâmetros da rede *Bridged-Tee* (linha grossa) são sensivelmente melhores que os da rede *Pi* (linha fina). Tal se dá por características próprias da rede *Bridged-Tee* que é capaz de manter a impedância de entrada e de saída constantes independente da função de transferência do circuito (ZOBEL, 1928). Possíveis problemas construtivos, devido a maior complexidade da rede *Bridge-Tee* podem limitar o emprego da mesma. Tal avaliação pode ser feita com a prototipação de ambas.

3.6 CIRCUITOS DETECTORES

Foram considerados três circuitos detectores para análise e escolha. O primeiro deles é o empregado por (WIEDMANN et.al., 1997). Nele o diodo *Schottky* é colocado em paralelo com a porta que se quer monitorar a potência (Detector *Shunt*). É a mesma topologia empregada por (PÉREZ-LARA et.al., 2007). O segundo circuito é o empregado por (XIONG e FUSCO, 2003). Trata-se de um detector *Schottky* em série, clássico para banda larga, com modificações na impedância de entrada através de rede resistiva para aumentar a mesma.

O terceiro circuito foi desenvolvido a partir do trabalho de (QAYYUM et. al., 2014). Adapta-se o circuito para atuar como detector diferencial. Os circuitos são projetados e simulados, apresentando-se as impedâncias de entrada dos mesmos no ábaco de Smith para frequências entre 1 GHz e 7 GHz. Apresenta-se também o valor da tensão detectada em função da potência incidente para as mesmas frequências. Tal gráfico mostra o quanto o circuito é sensível a variação da frequência. Um terceiro gráfico esclarece essa última sensibilidade fixando a potência incidente em -10 dBm e variando a frequência.

3.6.1 Sensor *Shunt* empregado por (WIEDMANN et.al., 1997).

O circuito detector empregado por (WIEDMANN et.al., 1997) pode ser visto na Figura 16. Na Figura 17 pode-se observar a grande variação da impedância de entrada do mesmo com a frequência. O gráfico das Figuras 18 e 19 mostram, entretanto, que o circuito possui adequada dependência da tensão de saída em função da potência do sinal e independência da frequência de trabalho.

Figura 16 – Circuito detector Shunt empregado por (WIEDMANN et.al., 1997).

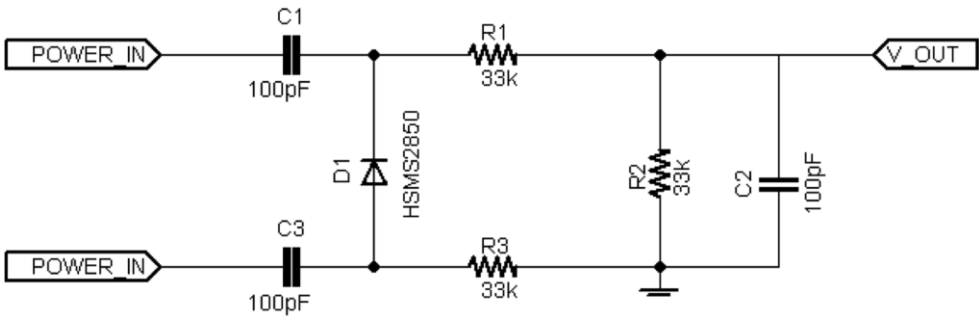


Figura 17 – Simulação da Impedância de entrada do circuito.

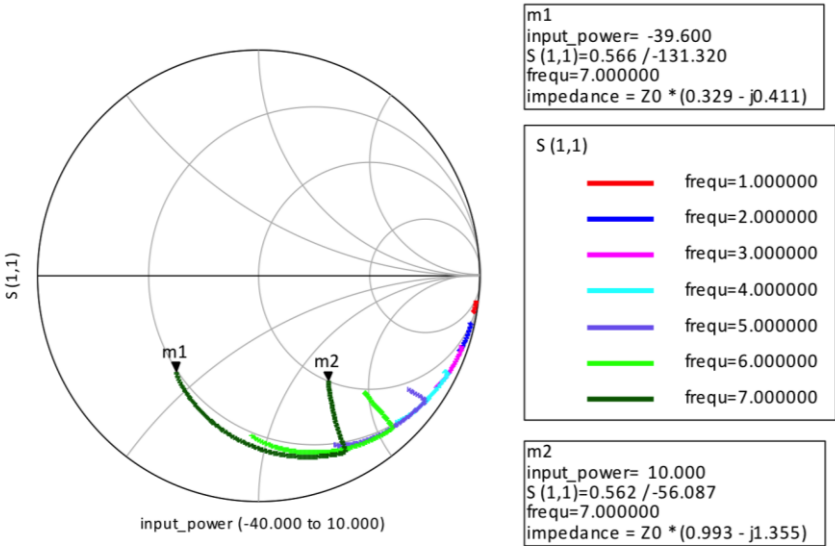


Figura 18 – Simulação da tensão na saída em função da potência e frequência.

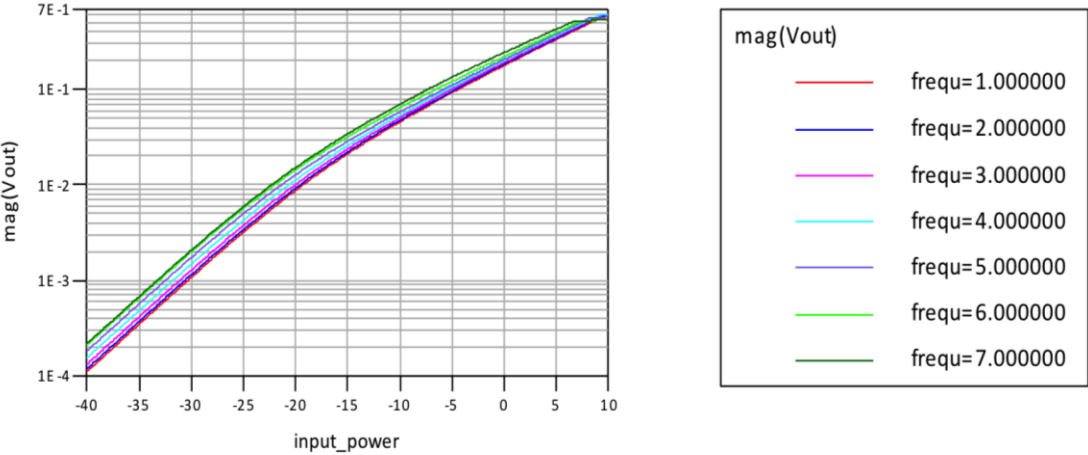
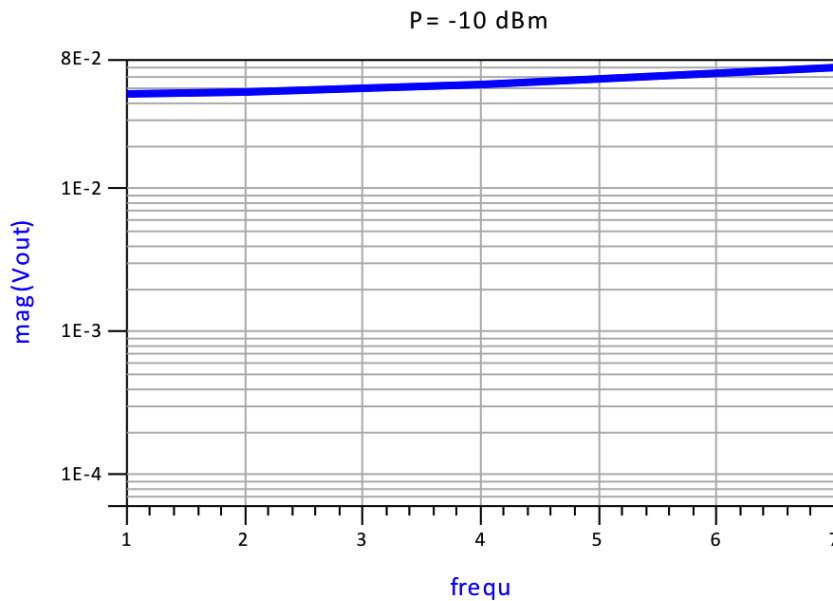


Figura 19 – Simulação da tensão na saída em função da frequência c/ potência de -10 dBm.



3.6.2 Detector série empregado por (XIONG e FUSCO, 2003).

Na Figura 20 pode-se ver o circuito detector empregado por (XIONG e FUSCO, 2003). Trata-se de um detector série com impedância maior que a impedância característica da rede. Normalmente os detectores série (AVAGO TECHNOLOGIES) para banda larga utilizam um resistor de 68 Ohms à terra na entrada para casamento de impedância. Os autores, para otimizar a banda do reflectômetro por eles projetado, adequaram a impedância de entrada para um valor mais elevado. Na Figura 21 é apresentado o valor dessa impedância no ábaco de Smith. Nas Figuras 22 e 23 nota-se a grande variação da tensão de saída em função da frequência de operação. Tal característica é indesejada nesse tipo de circuito em banda larga se for necessário um modelo analítico para determinar os parâmetros de espalhamento da rede.

Figura 20 – Detector série empregado por (XIONG e FUSCO, 2003).

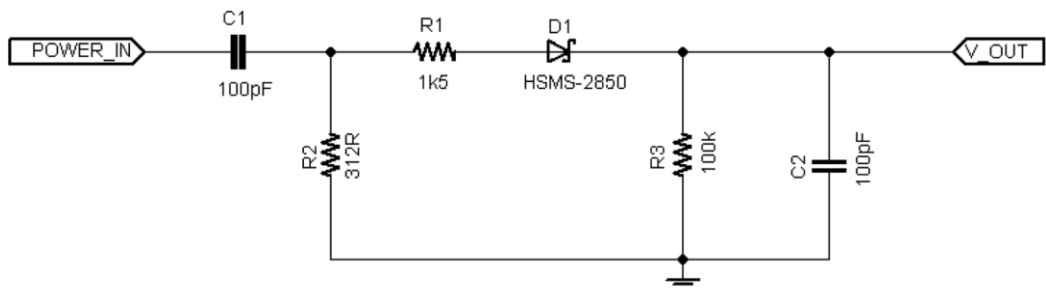


Figura 21 – Simulação da impedância de entrada do circuito.

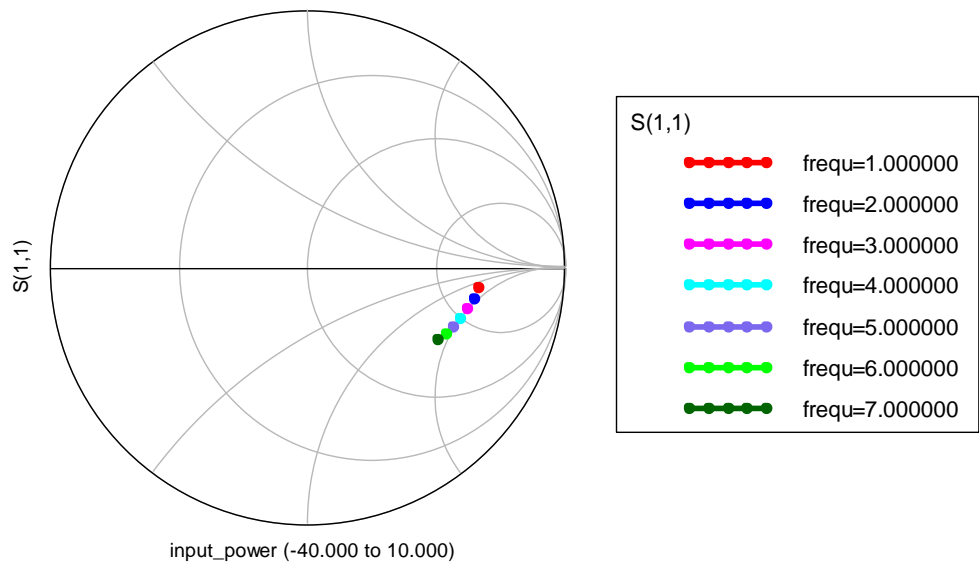


Figura 22 – Simulação da tensão na saída em função da potência e frequência.

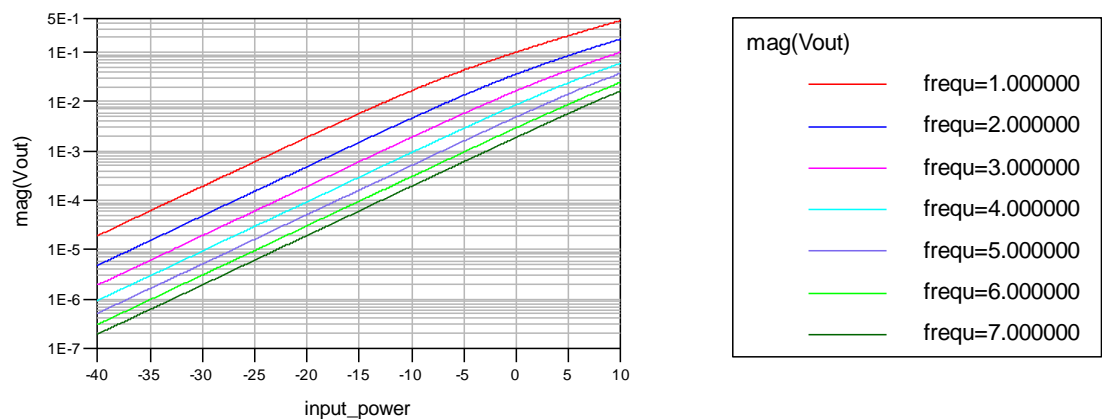
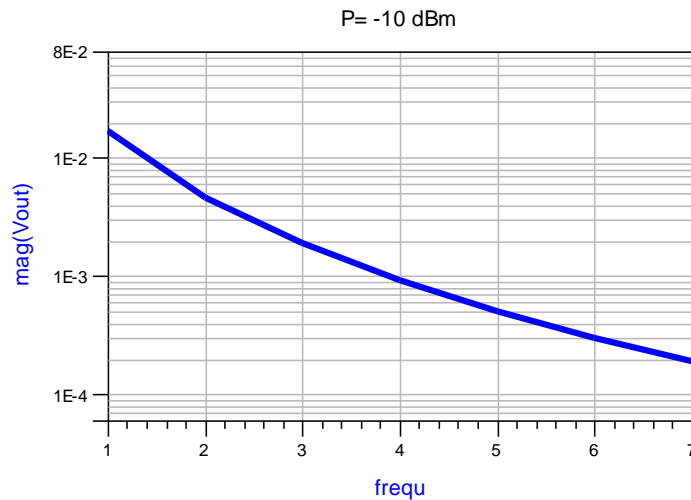


Figura 23 – Simulação da tensão na saída em função da frequência c/ potência de -10 dBm.



3.6.3 Detector diferencial de impedância constante (Proposto nesse trabalho).

Na Figura 24 se vê o circuito do detector diferencial proposto neste trabalho, baseado em detectores de vídeo distribuídos (QAYYUM et. al., 2014). No ábaco de Smith da Figura 25 pode-se notar que a impedância de entrada do circuito é praticamente constante e puramente resistiva independente da frequência de trabalho. Também se nota nos gráficos das Figuras 26 e 27 que a variação da tensão de saída com a potência incidente é adequada e praticamente independente da frequência. Tal detector apresenta características excepcionais para emprego em rede de defasagem principalmente se for desejado obter os parâmetros “S” da rede analiticamente. A idéia básica é utilizar a capacitância da junção do diodo juntamente com um conjunto de indutores em série, de tal maneira que a impedância seja real e igual a impedância desejada. Dessa forma o comportamento de uma linha de transmissão diferencial terminada é aproximado e o valor dos indutores é calculado de forma que a impedância característica seja igual a $\sqrt{L/C}$. Como se trata de um circuito diferencial o valor da impedância de entrada dobra, o que é desejável nessa aplicação.

Figura 24 – Detector diferencial de impedância constante (proposto neste trabalho).

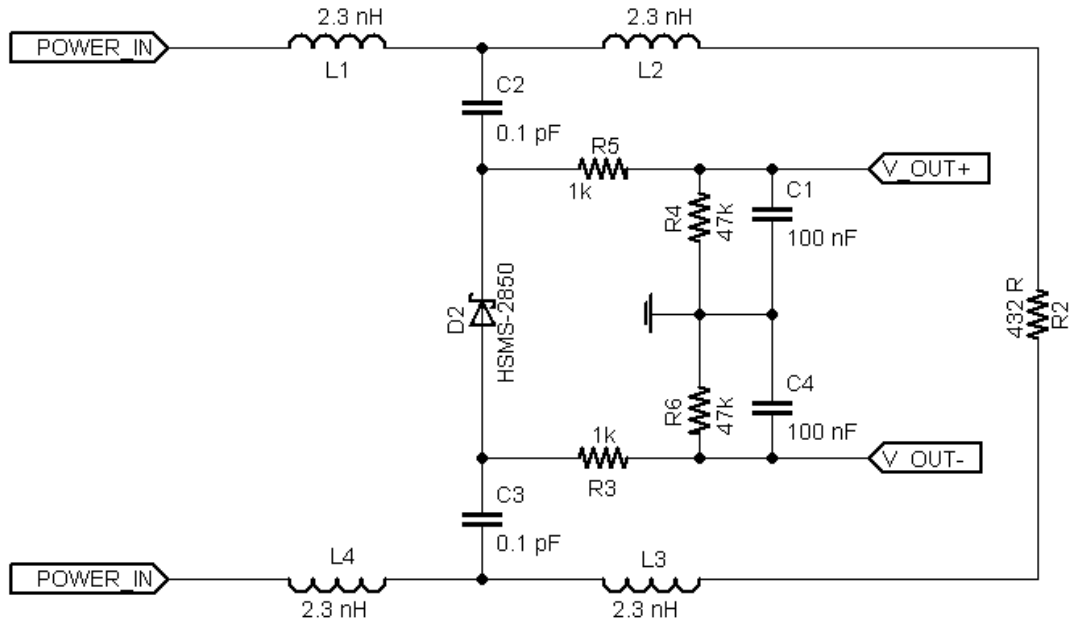


Figura 25 – Simulação da impedância de entrada do circuito.

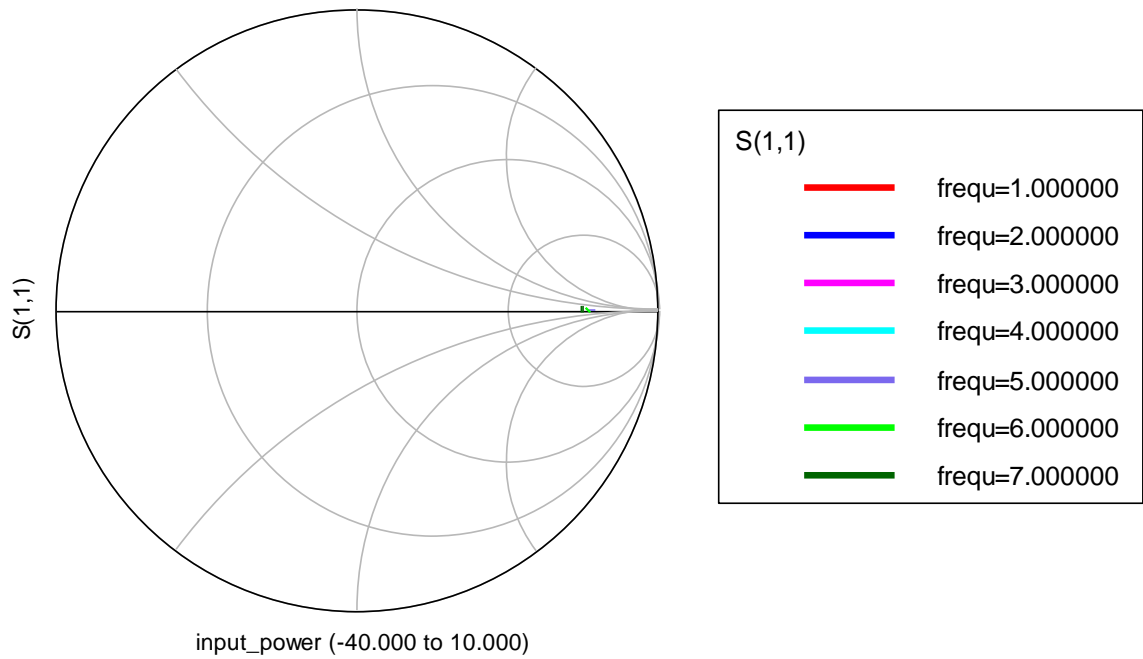


Figura 26 – Simulação da tensão na saída em função da potência e frequência.

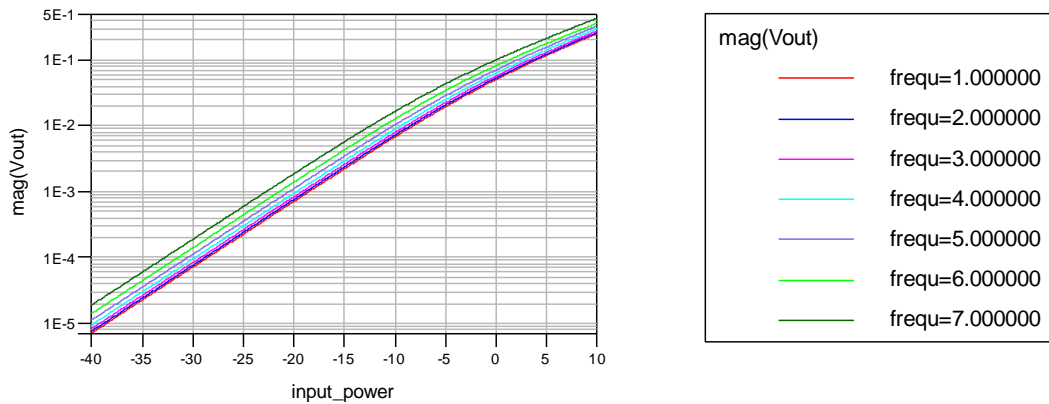
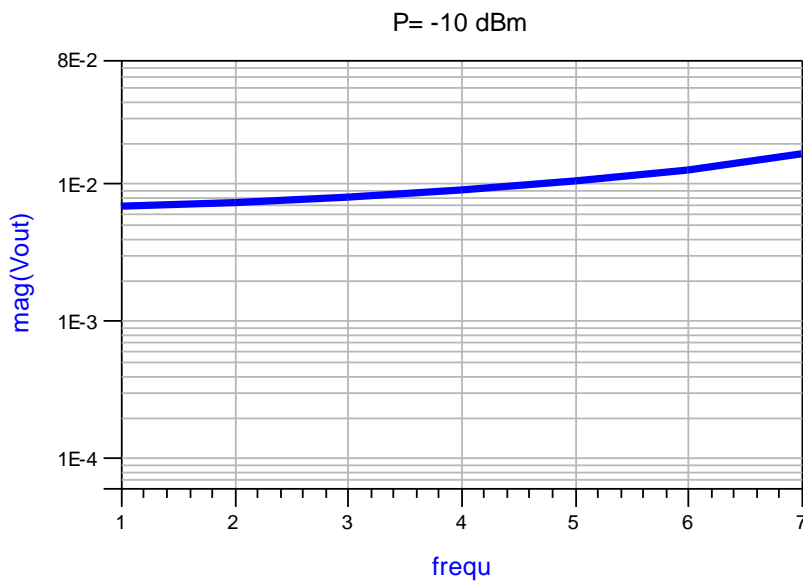


Figura 27 – Simulação da tensão na saída em função da frequência para a potência de -10 dBm.

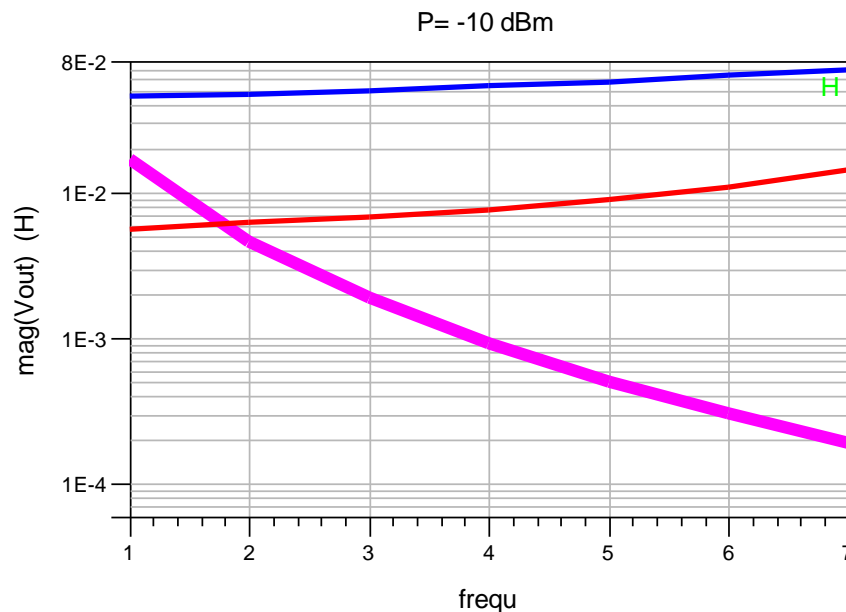


3.7 CONFIGURAÇÃO FINAL DO INSTRUMENTO

As análises realizadas permitem concluir que um instrumento adequado possui um detector direcional na entrada de acordo com o projetado por (WIEDMANN et.al., 1997), uma rede defasadora *Bridged-Tee* (ZOBEL, 1928) que, em caso de dificuldades técnicas construtivas pode ser substituída por uma rede *Pi* e um conjunto de detectores diferenciais de

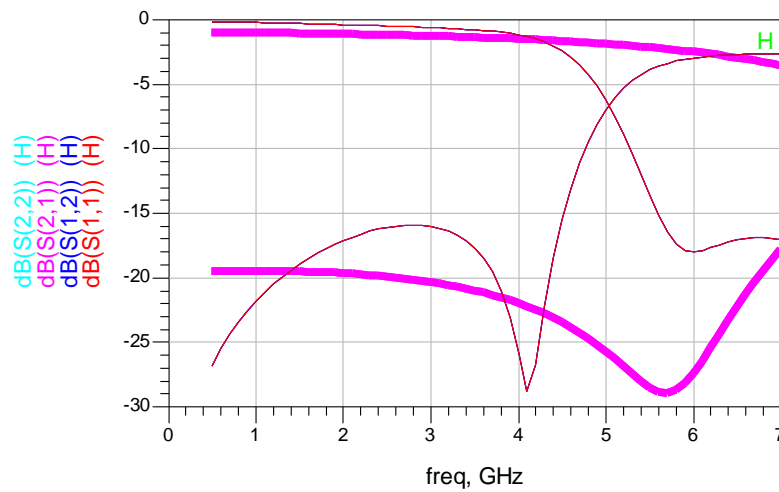
impedância constante (proposto neste trabalho). O gráfico da Figura 28 compara o comportamento do sinal de saída dos detectores analisados para uma potência incidente de -10 dBm. Em Azul nota-se que o detector de (WIEDMANN et.al., 1997) possui uma sensibilidade maior que o detector diferencial de impedância constante (em vermelho). Já o circuito detector de (XIONG e FUSCO, 2003) (em lilás), além de sensibilidade muito menor em frequências acima de 2 GHz, é muito sensível para a variação da frequência.

Figura 28 – Comparação da sensibilidade dos detectores em função da frequência.



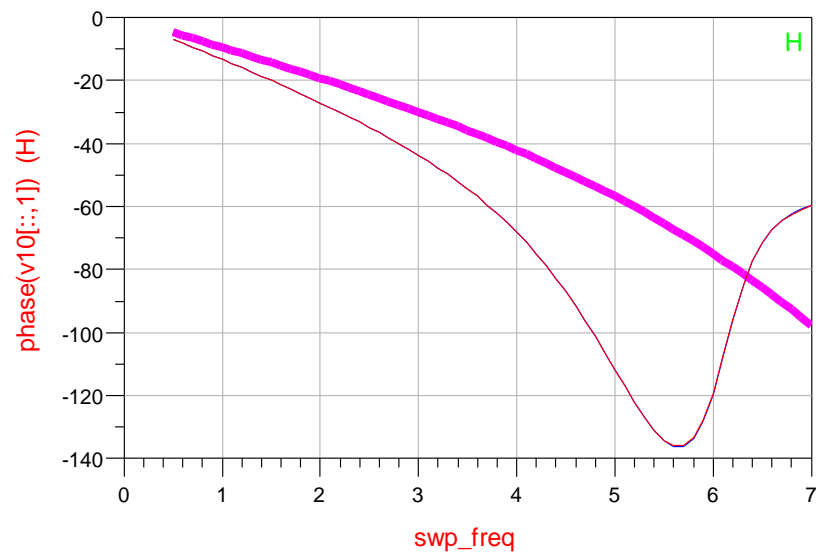
O gráfico da Figura 29 mostra a variação dos parâmetros de espalhamento da rede *Bridged-Tee* com os detectores diferenciais utilizados por (WIEDMANN et.al., 1997) e com o detector diferencial de impedância constante desenvolvido nesse trabalho. É notável que a impedância dos detectores não podem ser ignoradas, principalmente em altas frequências. Possivelmente foram os circuitos detectores que limitaram a banda no trabalho do autor. Ao modificar essa impedância, (XIONG e FUSCO, 2003) ampliam o alcance de seu circuito. Não se utilizou os detectores desses últimos autores para comparação pois os mesmos não apresentam o circuito diferencial empregado.

Figura 29 – Rede com detectores (WIEDMANN, et.al.,1997) (linha fina) e Z constante (linha grossa).



Como as redes são simétricas, $S_{11} = S_{22}$ e $S_{21} = S_{12}$. Outro importante parâmetro comparativo é a variação da defasagem da rede com a frequência. O gráfico da Figura 30 mostra a variação da fase com a frequência da rede *Bridged-Tee* com os detectores empregados por (WIEDMANN et.al., 1997) em linha fina e com os detectores diferenciais de impedância constante desenvolvidos nesse trabalho. Nota-se que, a partir de 5,5 GHz, o emprego dos detectores de (WIEDMANN et.al., 1997) tornam-se inviáveis pois levam a uma ambiguidade de fase.

Figura 30 – Comparativo da variação da fase.



4 RESULTADOS

O circuito esquemático do reflectômetro projetado pode ser visto em planta anexa. Na Figura 31 apresenta-se o Layout do circuito impresso do equipamento e a disposição dos componentes pode ser vista na Figura 32. Na Figura 33 se observa o protótipo desenvolvido e na Figura 34 a interface com o usuário desenvolvida em Labview®.

Figura 31 – Layout do circuito impresso.

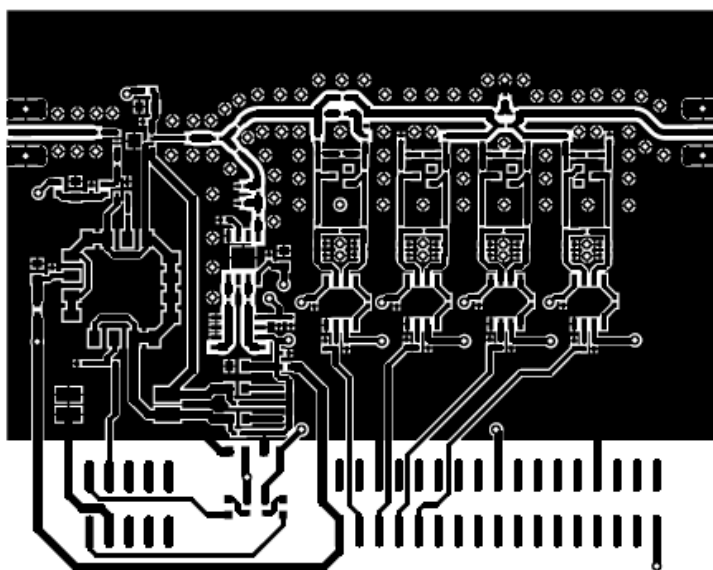


Figura 32 – Disposição dos componentes.

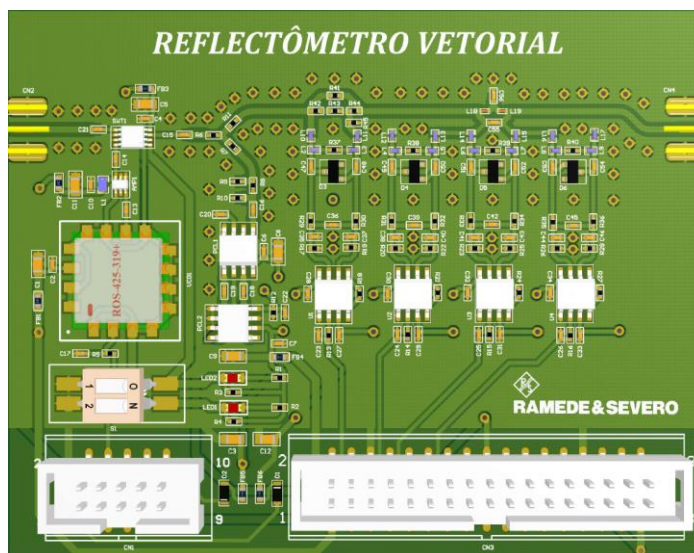


Figura 33 – Protótipo desenvolvido.

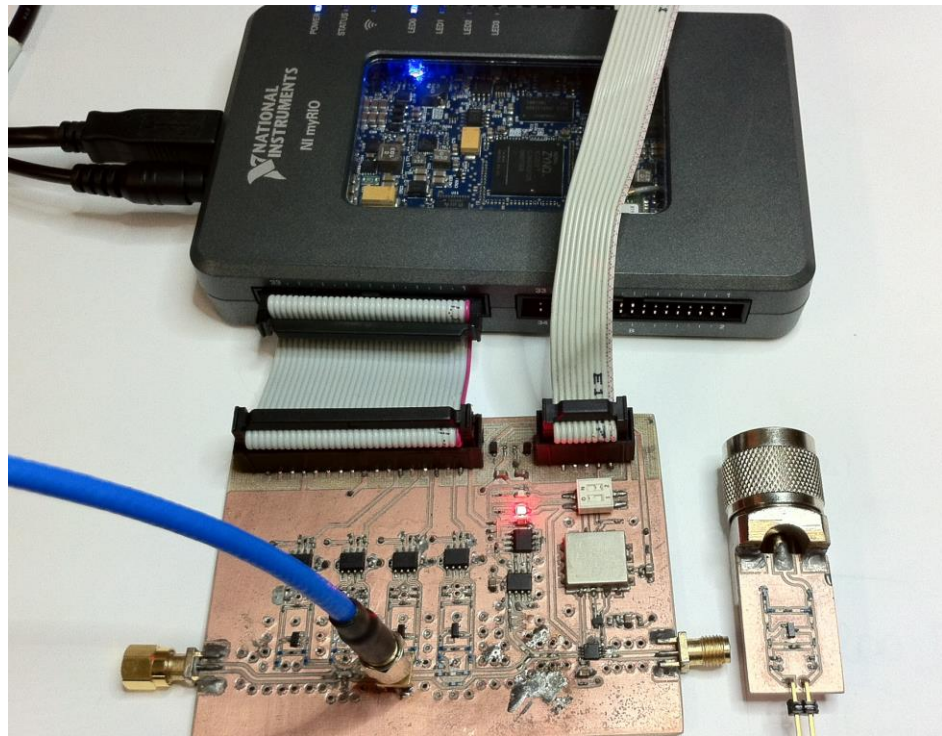
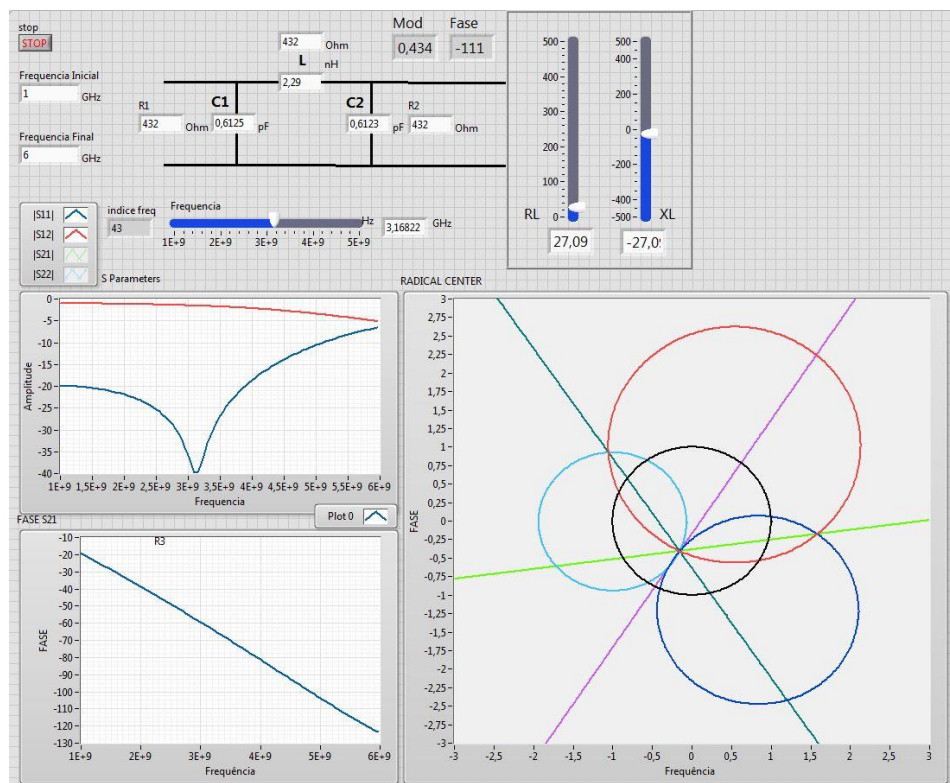
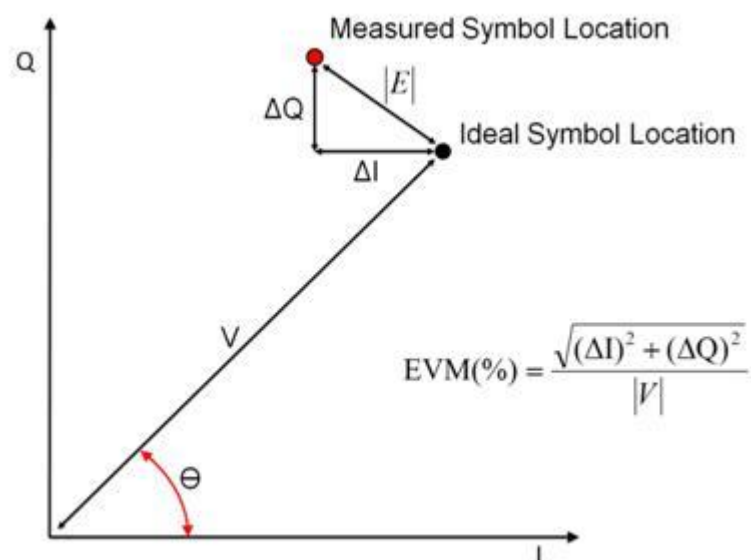


Figura 34 – Interface com o usuário em Labview®.



O desempenho do circuito foi avaliado através de um conjunto de simulações em frequências, variando de 500 MHz até 7 GHz com intervalos de 500 MHz. Plota-se então, em um ábaco de Smith um grupo de pontos correspondentes a coeficientes de reflexão distribuídos uniformemente com variações angulares de 30 graus e amplitudes variando com intervalo de 0.1 em módulo. A diferença entre a posição desses coeficientes de reflexão exatos e o efetivamente calculado é a magnitude do vetor erro (*EVM Error Vector Magnitude*), que é calculado como mostra a Figura 35.

Figura 35 – Magnitude do Vetor Erro



Fonte: National Instruments®.

Na Figura 36 mostra-se o mapa de erro para a frequência de 500 MHz, na Figura 37 para 3 GHz e na Figura 38 para 7 GHz. Em preto tem-se os coeficientes de reflexão esperados e em vermelho os efetivamente medidos para o instrumento sem calibração. Componentes “Reais” significa que foram utilizados os modelos SPICE fornecidos pelos respectivos fabricantes.

Figura 36 – Mapa de erro para 0,5 GHz.

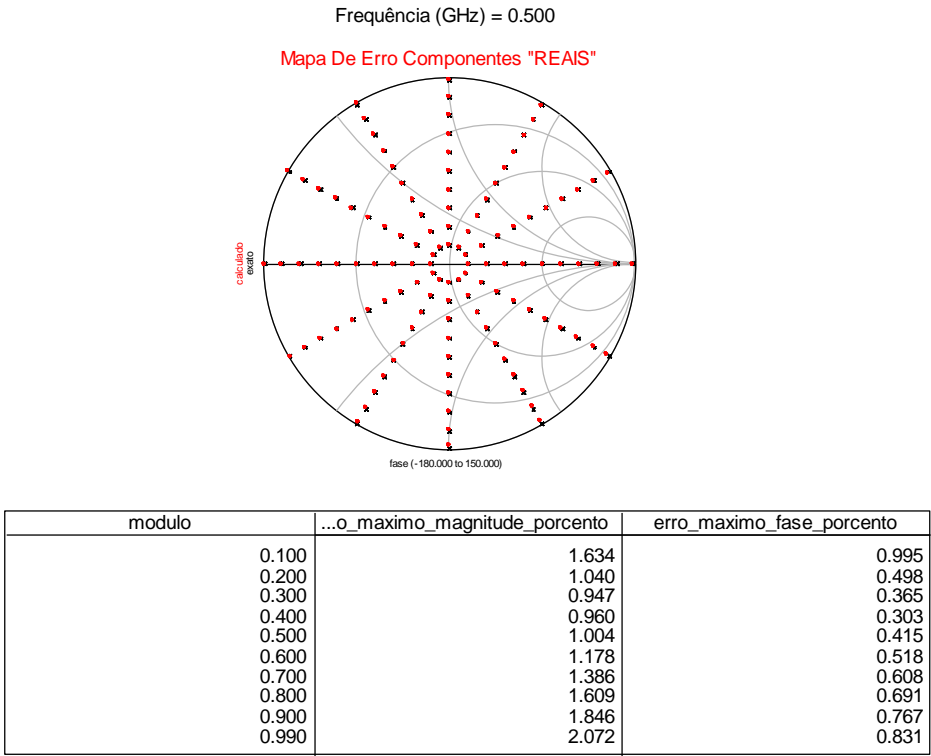


Figura 37 – Mapa de erro para 3 GHz.

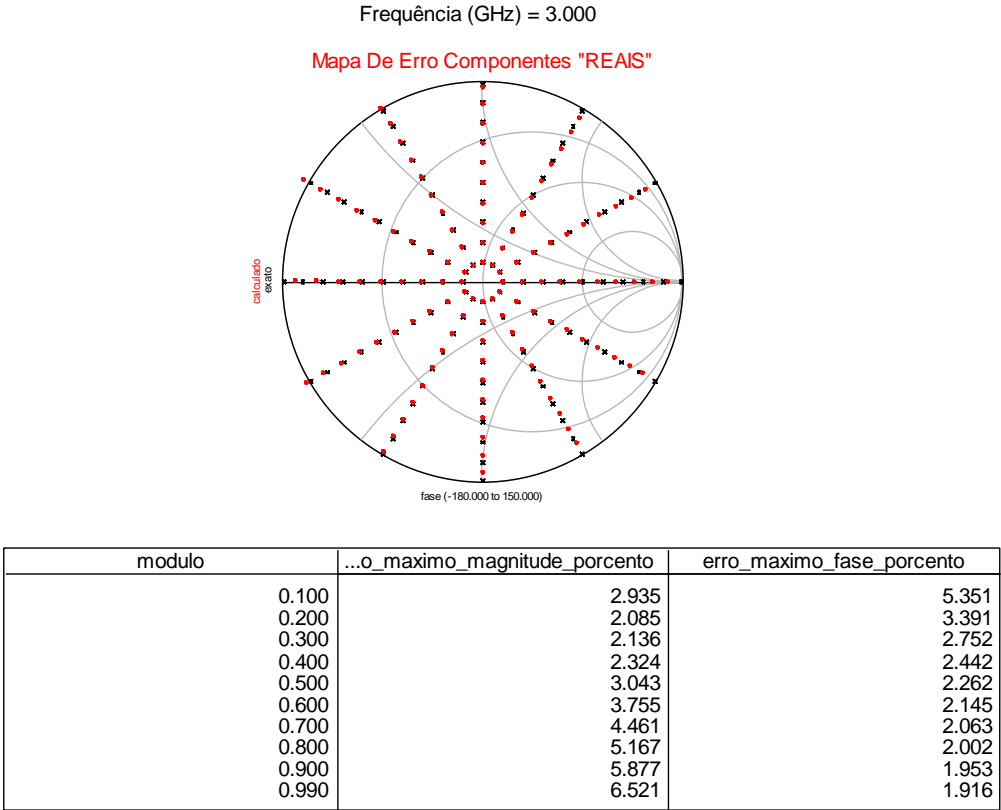
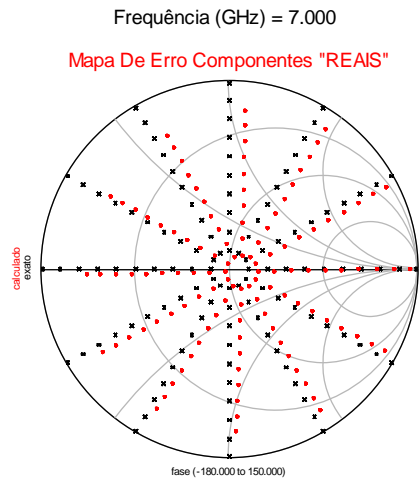


Figura 38 – Mapa de erro para 7 GHz.



| modulo | ...o_maximo_magnitude_porcento | erro_maximo_fase_porcento |
|--------|--------------------------------|---------------------------|
| 0.100 | 75.519 | 62.999 |
| 0.200 | 49.223 | 38.638 |
| 0.300 | 38.785 | 27.403 |
| 0.400 | 33.611 | 21.012 |
| 0.500 | 30.625 | 16.926 |
| 0.600 | 28.749 | 14.115 |
| 0.700 | 27.510 | 12.085 |
| 0.800 | 26.670 | 10.567 |
| 0.900 | 26.096 | 9.404 |
| 0.990 | 25.739 | 8.575 |

5 CONCLUSÕES

Apresentou-se a formulação analítica detalhada de um reflectômetro de seis portas com rede de defasagem discreta, analisou-se um conjunto de topologias de circuitos detectores e defasadores, escolhendo-se uma configuração de desempenho otimizada capaz de fornecer coeficiente de reflexão em faixa de frequência ampla de 0,5 GHz até 6 GHz. Sugeriu-se a utilização da rede de defasagem *Bridged-Tee* e um novo circuito detector diferencial, o qual mantém sua impedância de entrada real e constante dentro da faixa de interesse. Os circuitos auxiliares foram devidamente projetados e podem ser vistos no diagrama esquemático completo do equipamento.

Atualmente o equipamento encontra-se em fase final de prototipação para que se possa efetuar os devidos testes de desempenho.

REFERÊNCIAS

- AVAGO TECHNOLOGIES. HSMS-286x Series – Surface Mount Microwave Schottky Detector Diodes. [S.l.]. 15 p
- BILIK, V. Six-Port Measurement Technique: Principles, Impact, Applications, Slovak University of Technology.
- DUNSMORE, J. P. "Simple SMT Bridge Circuit Mimics Ultra-Broadband Coupler", RF Design magazine, Nov. 1991, pág 105-108.
- ENGEN, G. F.: The six-port reflectometer: an alternative network analyzer. IEEE Trans. Microwave Theory Tech, Dec. 1977a, vol. MTT-25, no. 12, p. 1075-1080.
- ENGEN, G. F.: An improved circuit for implementing the six-port technique of microwave measurements. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Dec. 1977b, vol. MTT-25, no. 12.
- EROGLU, A. Introduction to RF Power Amplifier Design and Simulation 2015 CRC Press ISBN 978-1-4822-3164-9
- GHANNOUCHI, F. M. and MOHAMMADI, A. The Six-Port Technique with Microwave and Wireless Applications, ARTECH HOUSE, ISBN-13: 978-1-60807-033-6, Sep. 2009.
- HADDADI, K. and LASRI, T. Formulation fo Complete and Accurate Calibration of Six-Port Reflectometer. IEEE Trans. Vol.MTT-60, Número 03.pág. 574-581, march 2012
- HOER, C. A.: A network analyzer incorporating two six-port reflectometers. IEEE Trans. Microwave Theory Tech, Dec. 1977, vol. MTT-25, no. 12, p. 1070-1074.
- MIRANDA, J. M. et al. Ingeniería de Microondas - Técnicas Experimentales. Madrid: Person Educación, 2002. 365 p. ISBN: 84-205-3099-9
- PÉREZ-LARA, P. MOLINA-FERNÁNDEZ, I. WANGÜEMERT-PÉREZ, J.G., GONZÁLEZ-SALGUERO, A. and MEDINA-RODRÍGUEZ, J. A. "Novel Wideband Six-Port Receiver Structure". Proceedings of the 10th European Conference on Wireless Technology, October 2007, Munich, Germany
- QAYYUM, S. WEI, M. and NEGRA, R. "Investigation of Wideband an High Sensivity RF Power Detectors" Proceedings of the 44th European Microwave Conference, 6-9 Oct. 2014, Rome, Italy.
- Q. SUI, K. WANG, and L. LI. "The measurement of complex reflection coefficient by means of an arbitrary four-port network and a variable attenuator".International Symposium on Signals Systems and Electronics (ISSSE), Vol. 2, pp. 1–3, September 2010.
- WEBER, R. J. Introduction to Microwave Circuits, New York: IEEE Press, 2001.
- WIEDMANN, F., HUYART, B., BERGEAULT, E., and JALLET, L.: New structure for a six-port reflectometer in monolithic microwave integrated-circuit technology. IEEE Trans. Instrum. Meas., Apr. 1997, vol. 46, no. 4, p. 527-530.
- X. Z. XIONG and V. F. FUSCO, "Wideband 0.9 GHz to 5 GHz six-port and its application as digital modulation receiver," IET Proc. Microw. Antennas Propag., vol. 150, no. 4, pp. 301–307, 2003
- ZOBEL, O. J. "Distortion correction in electrical networks with constant resistance recurrent networks," Bell Sys. Tech. J., vol. 7, pp. 438-534; July, 1928.

ANEXO 1 – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO

